RADIO UND FERNSEHEN

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO, FERNSEHEN, ELEKTROAKUSTIK UND ELEKTRONIK

5. JAHRG. 10 MAI 1956



VERLAG DIE WIRTSCHAFT BERLIN NO 18

Aus dem Inhalt

SEITE

Titelbild:

Moderner Automat für das Einschmelzen der Systeme in die Bildröhrenkolben im Bildröhrenwerk Ulm.

Aufnahme: Werkfoto Telefunken

Die Ultrakurzwellenausbreitung im April 1956

nach Beobachtungen des Observatoriums Kühlungsborn, Meteorologischer und Hydrologischer Dienst der Deutschen Demokratischen Republik

Datum	Fernempfang über Land (200 km Senderentfernung)					Wetterlage	Fernempfang über See (180 km Senderentfernung)				
	Δdb	Fadingtyp			Bemerkungen		Δdb	Fadingtyp			Bemerkungen
		f	m	a				f	m	a	
1	2	3			4	5	6	7			8
1.	+ 2	2	3	2	—	NW-Lage	— 4	3	3	2	—
2.	+ 9	2	3	2	freie Inversion	Hochostrand	+ 5	2	3	2	freie Inversion
3.	+ 6	2	3	3	präfrontaler Feldanstieg (früh)	NW-Lage	+ 3	2	3	3	—
4.	— 2	2	3	3	—	N-Lage	— 1	2	2	2	—
5.	— 6	3	3	3	labile Schichtung	N-Lage	— 7	3	3	3	labile Schichtung
6.	—11	2	3	3	labile Schichtung	Höhentief	— 6	2	2	2	labile Schichtung
7.	— 6	2	3	2	—	Höhentief	— 5	2	3	1	—
8.	— 5	2	3	3	—	Hochnordrand	0	2	3	2	—
9.	— 8	3	3	3	—	Hochnordrand	— 8	3	3	3	—
10.	— 3	3	3	3	—	Hochnordrand	— 5	3	3	3	—
11.	+ 1	2	3	3	—	NW-Lage	— 5	3	3	3	—
12.	+ 1	3	3	2	—	NW-Lage	— 8	3	3	3	labile Schichtung
13.	+ 1	2	3	3	—	Tiefdruckrinne	— 1	2	3	2	—
14.	— 3	2	3	3	—	Tiefdruckrinne	+ 2	2	2	2	—
15.	— 6	3	3	3	—	Tiefdruckrinne	+ 2	2	2	2	—
16.	— 8	3	3	2	—	Tiefdruckrinne	— 6	2	2	2	—
17.	— 6	3	3	3	—	Tiefdruckrinne	— 3	2	2	2	—
18.	+10	2	3	2	labile Schichtung	Hochostrand	+ 1	2	2	3	—
19.	— 2	2	3	3	—	Hochostrand	— 5	2	3	3	—
20.	+ 2	2	3	3	—	Hochostrand	+ 2	1	2	2	—
21.	0	2	3	3	—	Höhentief	— 4	2	3	3	—
22.	0	2	3	3	—	Höhentief	+ 7	2	2	2	freie Inversion
23.	+ 7	2	2	2	freie Inversion	Hochsüdrand	+ 4	2	2	2	freie Inversion
24.	+ 6	2	2	2	freie Inversion	Hochnordrand	— 3	3	2	2	—
25.	— 2	3	3	3	—	Höhentief	— 2	2	3	3	—
26.	— 2	3	3	3	—	Höhentief	— 8	3	3	3	—
27.	+ 6	2	3	3	—	Hochwestrand	+ 4	2	2	2	—
28.	+ 3	2	3	3	—	Tiefdruckkern	+ 3	2	2	2	—
29.	— 3	3	3	3	—	Tiefdruckkern	+ 8	2	2	2	—
30.	+ 2	2	3	2	—	Tiefdruckkern	— 7	2	3	3	—
Monatsmittel	— 1						— 2				

Spalte 2: Δdb = Abweichung des Tagesmittels der Empfangsfeldstärke vom Normalwert, angegeben in Dezibel.

Spalte 3: Der Fadingtyp kennzeichnet die beim UKW-Fernempfang auftretenden kurzzeitigen Feldstärkeschwankungen. Er wird angegeben für die Tageszeiten frühmorgens (f), mittags (m) und abends (a):

1 = stabiler Empfang, meist hohe Feldstärken, keine wesentlichen Änderungen während einer oder mehrerer Stunden.

2 = langsames Fading, Feldstärkemittel meist noch übernormal, tiefes Fading von 10 bis 30 db mit einer Periode von 10 bis 30 Minuten.

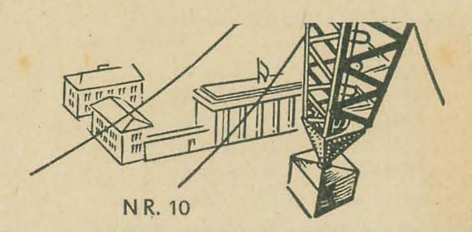
3 = schnelles Fading, Feldstärkemittel normal bis unternormal, tiefes Fading von 10 bis 30 db mit einer Periode von einer Sekunde bis zu wenigen Minuten.

Verlag „Die Wirtschaft“, Verlagsdirektor Walter Franze

Chefredakteur: Rudolf Nehring, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22, Fernruf: 53 08 71, Fernschreiber 1448. Veröffentlicht unter Lizenznummer 4102 des Amtes für Literatur und Verlagswesen der Deutschen Demokratischen Republik. — **Anzeigenannahme:** Verlag „Die Wirtschaft“, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22, und alle Filialen der DEWAG-Werbung. Zur Zeit gültige Preisliste Nr. 1. — **Druck:** Tribüne-Verlag, Druckerei III, Leipzig III/18/36. — Nachdruck und Auszüge nur mit Quellenangabe gestattet. Alle weiteren Rechte vorbehalten. — Die Zeitschrift „Radio und Fernsehen“ erscheint zweimal im Monat; Einzelheft 2,— DM. Bestellungen nehmen entgegen: für die Deutsche Demokratische Republik: sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin; für die Deutsche Bundesrepublik: sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin. Auslieferung erfolgt über HELIOS Literatur-Vertriebs-Ges. m. b. H. Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—157; für das Ausland: UdSSR: Meshdunarodnaja Kniga, Moskau 200, Smolenskaja P. 32/34; Volksrepublik China: Guozi Shudian, 38, Suchoi Hutung, Peking; Volksrepublik Polen: Prasa i Ksciazka, Foksal 13, Warszawa; Tschechoslowakische Republik: Artia A. G., Ve Smečkách 30, Praha II; Ungarische Volksrepublik: „Kultura“, P.O.B. 149, Budapest 62; Rumänische Volksrepublik; Cartimex, Bukarest 1, P.O.B. 134/135; Volksrepublik Bulgarien: Raznoiznos, 1 Rue Tzar Assen; Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shtetnore Botimeve, Tirana; für alle anderen Länder: Verlag DIE WIRTSCHAFT, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22.

RADIO UND FERNSEHEN

5. JAHRGANG 2. MAIHEFT NR. 10



Bürokratismus

hemmt die Steigerung der Arbeitsproduktivität!

In den einleitenden Artikeln der Hefte 8 und 9 unserer Zeitschrift sind Einzelheiten aus den Direktiven für den zweiten Fünfjahrplan aufgezählt, die für die weitere Entwicklung der elektronischen Industrie und der Nachrichten- und Fernmeldetechnik unserer Republik richtungweisend sind. Auch von den notwendigen Vorbedingungen für das Erreichen dieser Ziele wurde gesprochen. Wir dürfen uns keinesfalls der trügerischen Hoffnung hingeben, das Vorhandensein des Planes genüge schon, um den Erfolg sicherzustellen. Die Erfahrungen des ersten Fünfjahrplanes zeigen, daß noch viel zu tun ist, um für die Erfüllung der Ziffern des zweiten Planes das richtige Klima zu schaffen.

Der Kernpunkt ist und bleibt für uns die Steigerung der Arbeitsproduktivität.

Auf einer Werkleiterkonferenz wies der Minister für allgemeinen Maschinenbau, Wunderlich, auf einige Entwicklungstendenzen im Bereich der Arbeitsproduktivität hin, die er als „ernstes Signal" bezeichnete. So veränderte sich im Bereich des Maschinenbaues von 1950 bis 1955 das Verhältnis des sonstigen Personals zur Anzahl der Produktionsarbeiter von 1 : 3,45 auf 1 : 2,7, wobei im Jahr 1955 die Anzahl der Produktionsarbeiter 132,5%, das technische Personal 189% und das kaufmännische und Verwaltungspersonal 149% des Standes von 1950 erreichte. Dem steht die Tatsache gegenüber, daß die im Dokument des ersten Fünfjahrplanes vorgesehene Steigerung der Arbeitsproduktivität nicht erfüllt wurde.

Auch hier müssen wir also ansetzen, um eine Besserung zu erreichen. Der gesamte Verwaltungsapparat muß überprüft werden, ob er quantitativ und qualitativ richtig „dimensioniert" ist; denn es soll beileibe nicht bestritten werden, daß die Kollegen der Verwaltung viel zu tun haben. Die Frage ist nur, ob das, was sie tun, immer notwendig und richtig ist. So erwähnte zum Beispiel ein Wissenschaftler auf der Technisch-wissenschaftlichen Konferenz des VEB „WF" am 20. April 1956, er habe auf eine für seine Arbeit wichtige Patentzusammenstellung, die er vom Büro für Erfindungswesen angefordert hatte, etwa ein halbes Jahr warten müssen. So führte das mechanisch angewandte System der Richtsatztage für die Materialplanung im VEB Funkwerk Dabendorf zu Produktionsschwierigkeiten. Eine ebensolche Unmöglichkeit ist es, von den Entwicklungsingenieuren bereits jetzt eine Materialplanung für das Jahr 1957 zu verlangen. Planung? Schön, — wenn die hierbei angegebenen Zahlen von den bearbeitenden Stellen als Richtwerte, als grobe Peilungen gewissermaßen gewertet werden, dann ist dagegen nichts einzuwenden. So ist es aber nicht. Einmal ist z. T. noch nicht vollständig bekannt, was alles entwickelt werden soll, und dann werden diese Zahlen, wenn unvorhergesehene Schwierigkeiten, neue technische Erkenntnisse usw. eine Umdisposition nötig machen, bis auf die dritte Dezimale genau genommen, und jede Änderung kostet erbitterte und verbitternde Kämpfe. Nicht umsonst, und in richtiger Einschätzung der Tatsache, daß Entwicklung und Forschung in der HF-Technik etwas anderes sind als die Technologie des Produktionsprozesses von Einlegesohlen, kritisierte auch der Sekretär der Bezirksleitung der SED Groß-Berlin, Alfred Neumann, auf der Delegiertenkonferenz am 16. März 1956 den Bürokratismus der Ministerien und Hauptverwaltungen bei Genehmigungen zur Beschaffung von Bauelementen und Halbzeugen für die Forschungsarbeit. Nicht zuletzt auf ähnliche Mängel ist es wohl zurückzuführen, daß — wie Minister Wunderlich auf der erwähnten Werkleitertagung sagte — immer noch die für die Senderentwicklung unerläßlichen Feldstärkemesser fehlen, die im VEB „WF" bereits seit einigen Jahren entwickelt werden. So waren kostspielige Importe nötig, und die dafür verwendeten Mittel fehlen uns an anderer Stelle.

Die zitierten Zahlen und Beispiele beweisen, daß die sogenannte „Arbeit" mancher Verwaltungen zu einem großen Teil darin besteht, die Produktion und Entwicklung zu hemmen. Schließt man böse Absichten aus, so können nur mangelnde Fachkenntnis und Gleichgültigkeit die Ursache sein. Mangelnde Fach- und Sachkenntnis läßt sich aber beseitigen. Die einzelnen Abteilungen müssen kollektiver zusammenarbeiten, müssen sich gegenseitig zum Verständnis ihrer Standpunkte verhelfen und, wo objektive Schwierigkeiten in Form unzweckmäßiger oder falscher Verordnungen und Direktiven vorliegen, gemeinsam deren Verbesserung erzwingen. Und Gleichgültigkeit läßt im gleichen Augenblick nach, wenn gemeinsame Anstrengungen die ersten Erfolge zeitigen.

Wenn dann erst eine Bresche in die zum Teil sehr verkrustete Bürokratie geschlagen ist, steigt auch die Produktivität. Die vielerorts dringend erforderliche Reform der Verwaltungsarbeit wird keinen der dort tätigen Kollegen um seinen Arbeitsplatz bringen: Viele technisch ausgebildete Kräfte sind heute noch überwiegend mit Verwaltungsarbeiten beschäftigt. Hier läßt sich durch kluge Reorganisation erzielen, daß die bisher von diesen Technikern wahrgenommenen administrativen Arbeiten zu einem großen Teil auf andere Kräfte verlagert werden können. Der zweite Fünfjahrplan verlangt von uns Aktivierung und Ausschöpfung aller Reserven. Die vorstehenden Zeilen sollten zeigen, daß diese Reserven nicht nur — wie es oft getan wird — im Bereich der Produktionsarbeiter, im Maschinenpark und bei den sonstigen technischen Hilfsmitteln gesucht werden dürfen.

Kuckelt

Nachrichten

Auf der **zweiten Technisch-Wissenschaftlichen Konferenz des Werkes für Fernmeldewesen „WF"** berieten am 20. 4. d. J. 250 Wissenschaftler, Ingenieure, Technologen und Aktivisten über die Lösung der Aufgaben, die dem Werk im zweiten Fünfjahrplan gestellt wurden. So wird in Kürze mit dem Bau eines automatischen Bildröhrenwerkes begonnen werden, das die Produktion Ende 1957 aufnehmen soll. Zu den vordringlichsten Aufgaben gehören ferner unter anderem die Modernisierung der Empfängerröhrenproduktion, der Abschluß der Entwicklungsarbeiten an Klein- und Kleinstbauelementen auch in klimafester Ausführung, die Entwicklung leistungsstarker Sender, Antennen, des industriellen sowie des Farbfernsehens. Besondere Anstrengungen werden der Erreichung des Weltmarktniveaus für alle Erzeugnisse gelten.

33 Länder zählen zu den Exportkunden der Firma Rema, Stollberg in Sachsen, nachdem das Werk auf der Leipziger Frühjahrsmesse erstmalig Geschäfte mit Firmen aus Schweden, Jordanien, Syrien und dem Libanon abschließen konnte. Die Rundfunkgeräte der Firma Rema sind anerkannte Qualitätserzeugnisse.

Am 1. Mai dieses Jahres hat der im 27. Stockwerk des Warschauer Kulturpalastes stationierte Warschauer Fernsehsender seinen Versuchsbetrieb abgeschlossen und mit der Sendung eines normalen Programmes begonnen. Die Sendeantenne ist in 230 m Höhe auf diesem Gebäude errichtet, ihr Ausstrahlungsbereich erstreckt sich auf etwa 90 km im Umkreis.

Ein Fernsehsender im Flugzeug wird gegenwärtig bei Untersuchungen der Fernsehversorgung entlegener, dünn besiedelter Gegenden in Schweden erprobt, die besondere Schwierigkeiten bereitet. Bei einer Flughöhe von 6000 m ist mit einem Ausstrahlungsbereich von etwa 500 km im Umkreis zu rechnen.

Der Schwedische Fernsehsender in Stockholm arbeitet zur Zeit noch im Versuchsbetrieb.

Mit der Gleichstromausführung ihres Dual-Automatikspielers 280 kommt die Firma Dual, Gebr. Steidinger, St. Georgen im Schwarzwald, vielen Kundenwünschen entgegen. Die Gleichstromausführung ist umschaltbar auf 110/125, 150/160 und 220/240 V, die Stromaufnahme ist mit 0,11 A für alle drei Stufen angegeben. Das Feld des Kollektormotors wird durch einen Permanentmagneten gebildet, der zur Erreichung der Drehzahlkonstanz notwendige Fliehkraftregler sitzt auf einer getrennten, im Motorgehäuse gelagerten Reglerachse. Während die Kraftübertragung von der Anker- zur Reglerachse vibrationslos durch einen endlosen Riemen erfolgt, wird sie von der Reglerachse zum üblichen Reibradgetriebe durch eine Reibrolle vorgenommen.

Warennachfragen aus dem Ausland für Interessenten am Exportgeschäft:

Rundfunkempfänger
16 749, Marokko; 20 471, Nigerien; 20 627, Persischer Golf; 20 710, Britisch-Guayana; 20 656, Mauritius; 20 713, Kanada; 6329, Peru; 6330, Kolumbien.

Fernsehempfänger
20 627, Persischer Golf; 20 713, Kanada.

Trockenbatterien für Rundfunkempfänger
20 710, Britisch-Guayana, 20 738, Irak.

Isoliermaterial, Anschlußklemmen und Verbindungsstecker für Rundfunk-, Fernsehgeräte usw.
9699, Dänemark.

Genaue Anschriften werden auf Anfrage an Herstellerbetriebe der Deutschen Demokratischen Republik bekanntgegeben (Beifügung eines Freiumschlages erwünscht). Redaktion „Deutscher Export", Abteilung Kundendienst, Berlin NO 18, Am Friedrichshain 22.

Mitteilung aus dem Werk für Fernmeldewesen „WF", Berlin

ERWIN VOSS



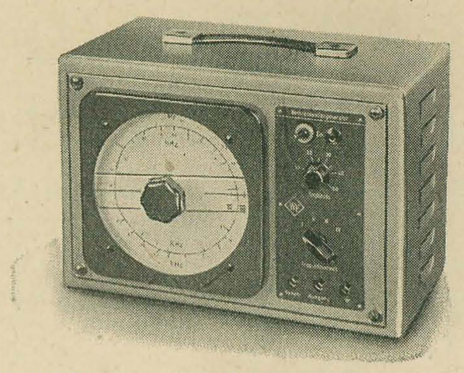


Bild 1: Der Rechteckwellengenerator

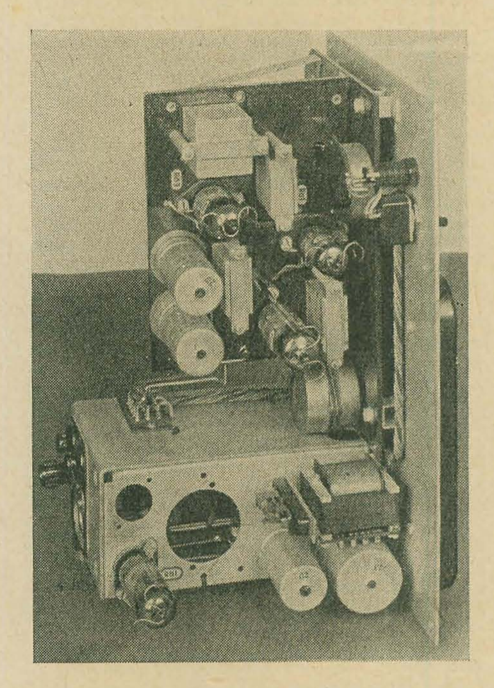


Bild 2a: Aufbau des Gerätes

Für die Untersuchung oder Reparatur von Bauteilen der Fernsehtechnik können verschiedene Prüf- und Meßverfahren Anwendung finden. Es sind einmal die Prüfmethoden, die es ermöglichen, einen Bauteil (zum Beispiel Verstärker) nach der übertragenen Bildgüte zu beurteilen und zum anderen solche, die die Untersuchung eines Bauteils in eingeschwungenem Zustand nach Amplitude und Phase ermöglichen.

Die Untersuchung mittels der übertragenen Bildgüte setzt eine Prüfapparatur mit einwandfreiem Bildgeber und Bildempfänger voraus. Für den normalen Labor- und Reparaturdienst ist diese Apparatur viel zu umfangreich und kostspielig. Die Genauigkeit dieses Verfahrens, das wohl den Vorteil besitzt, die Qualität der Bildübertragung direkt anzuzeigen, hängt aber stark von der Wahl des Testbildes und dem jeweiligen Beobachter ab.

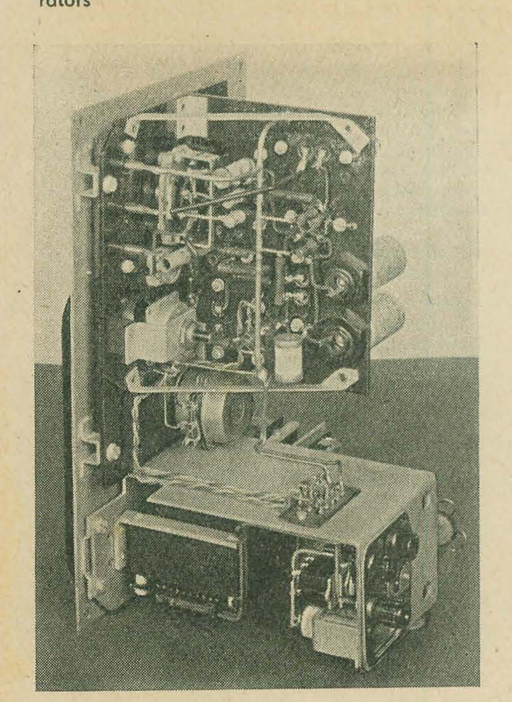
Die Prüfung eines Bauteils im eingeschwungenen Zustand nach Amplitude und Phase kann mit Hilfe von Sinusschwingungen veränderlicher Frequenz durchgeführt werden. Diese im allgemeinen verwendete Meßmethode erfordert aber, wenn kein Wobbler zur Verfügung steht, die recht zeitraubende punktweise Aufnahme des Amplitudenganges. Das gleiche gilt für den Phasengang. Hierfür stehen auch nur in den wenigsten Fällen Phasenmeßgeräte zur Verfügung. Bei dieser Methode ist weiterhin von Nachteil, daß der direkte Zusammenhang mit der zu erwartenden Bildgüte fehlt.

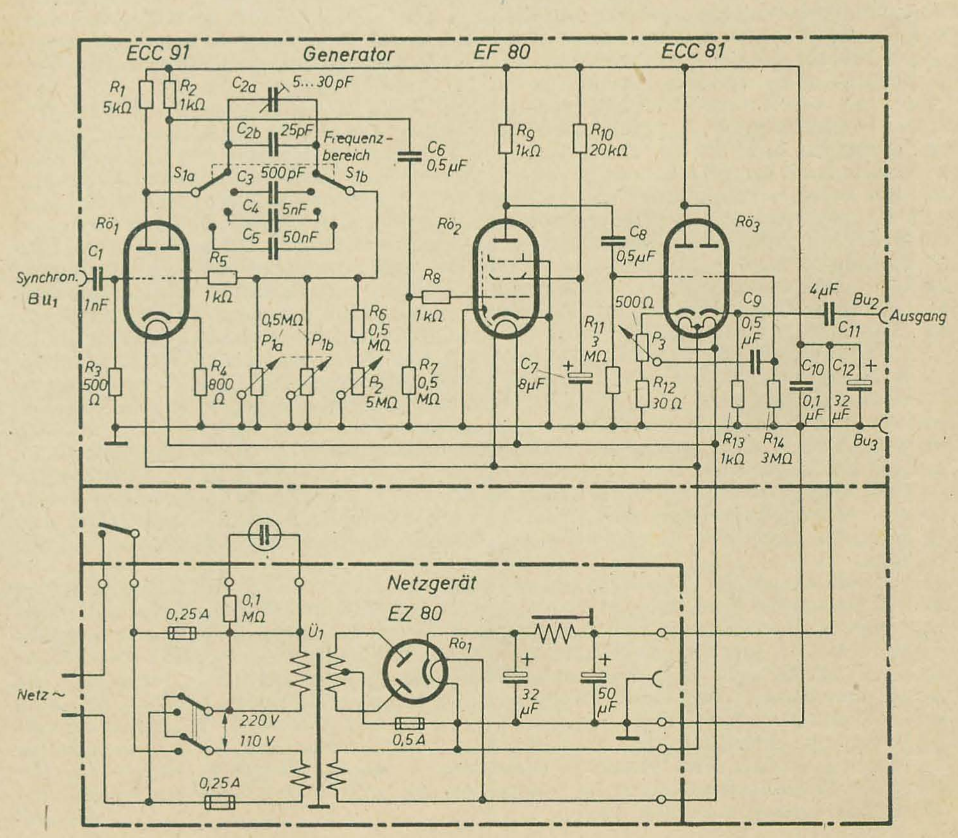
In den letzten Jahren kommt immer mehr eine Prüfmethode zur Anwendung, die das Einschwingverhalten eines Bauteils beim Anlegen eines Spannungssprunges, dem im Bild eine Schwarz-Weiß-Kante entspricht, untersucht. Hierbei ergibt sich neben der Genauigkeit einer objektiven Meßmethode der Vorteil einer subjektiven Beurteilung, da sich im Einschwingvorgang die Bildgüte anzeigt. Für diese Meßmethode werden ein Rechteckwellengenerator als Signalgeber und ein Breitbandoszillograf als Empfänger benötigt.

Da die Rechteckwellenmethode heute bei der Prüfung von FS-Bauteilen sehr weitgehende Anwendung findet, wurde

Bild 3: Schaltbild des Rechteckwellengenerators →

Bild 2b: Netzteil und Verdrahtung des Generators





für die Gerätereihe des Standardmeßplatzes ein Rechteckwellengenerator entwickelt.

Aufbau

Bilder 2a und 2b zeigen den konstruktiven Aufbau des Rechteckwellengenerators. Er ist in zwei Bauteile, den eigentlichen Generator und den Netzteil, aufgegliedert. Sämtliche Bedienungselemente und die große Frequenzskala befinden sich auf der Frontplatte des Gerätes, das in ein stabiles Blechgehäuse mit Traggriff eingebaut ist. Der Gerätestecker, der Spannungswähler, die Sicherungen und die Erdbuchse sind an der Rückseite untergebracht.

Wirkungsweise

Bild 3 zeigt die Schaltung des Gerätes. Röhre 1 arbeitet als katodengekoppelter Multivibrator. Dieser dient zur Erzeugung der Rechteckspannung. Seine Frequenz kann durch den Stufenschalter S_1 grob in 4 Stufen und durch das Potentiometer P_1 fein zwischen 50 Hz und

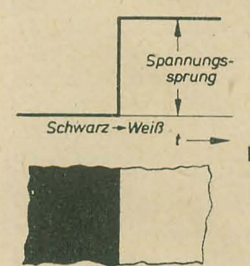


Bild 4: Schwarz-Weiß-Kante

500 kHz geregelt werden. P_2 ermöglicht das Nacheichen der Frequenz bei Röhrenwechsel. Über Bu_1 kann der Multivibrator durch eine Fremdspannung synchronisiert werden. In Röhre 2 werden die Flanken der Rechteckspannung noch mehr der Senkrechten angenähert. Die beiden Systeme der Röhre 3 sind als Katodenverstärker geschaltet, wobei der Katodenwiderstand P_3 des ersten Systems zur Regelung der Ansgangsspannung dient, während das zweite System dem Generator einen Innenwiderstand von 150 Ω gibt.

Das Netzgerät ist in der normalen Zweiwegschaltung ausgeführt.

Verwendungszweck

Für eine einwandfreie Bildübertragung muß ein FS-Bauteil den in der Zeit eines Bildpunktes (etwa 0,08 μs) erfolgten Spannungssprung mit annähernd gleicher Flankensteilheit und ohne größere Verformung übertragen. Außerdem darf die Amplitude des Spannungssprunges über die Dauer eines Teilbildes, das heißt 20 ms, nicht wesentlich absinken, da sich die Helligkeit des Bildes mit der Amplitude ändert.

Diese Zeitfunktion f(t), die ein System beim Anlegen eines Spannungssprunges abgibt, nennt man seinen Einschwingvorgang. Es ist

$$f(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\omega_0} \frac{\sin \omega (t - t_0)}{\omega} \cdot d\omega .$$

Das Integral kann durch den sogegannten Integralsinus, der definiert ist durch

$$\mathrm{Si}(x) = \int_0^x \frac{\sin x}{x} \, dx$$

ausgedrückt werden. Der Verlauf dieser Funktion kann mit Hilfe von Tabellen der Funktion Si berechnet werden.

Eine obere Begrenzung des Frequenzbereiches, wie er zum Beispiel durch einen Breitbandverstärker herbeigeführt wird, bewirkt also eine Abflachung des zeitlichen Verlaufs des Einschwingvorganges gegenüber dem Spannungssprung. Man nennt diese Abflachung die Einschwingzeit des Systems.

Sie ergibt sich daraus zu

$$\tau = \frac{\pi}{\omega_0} = \frac{1}{2 f_0} .$$

Für einen Videoverstärker mit einer Grenzfrequenz von 5 MHz ergibt sich somit eine Einschwingzeit von

$$\tau = \frac{1}{2 \cdot 5 \cdot 10^6 \text{ Hz}} = 10^{-7} \text{ sek.}$$

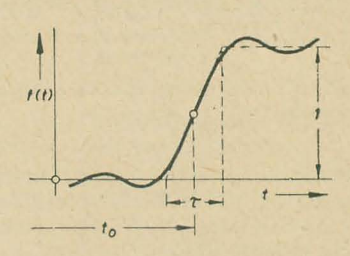


Bild 5: Einschwingvorgang eines idealen Tiefpasses

Der Einschwingvorgang ist damit also ein genaues Maß für die zu erwartende Bildgüte.

Um nun aus der oszillografischen Abbildung des Einschwingvorganges die Übertragung einer Schwarz-Weiß-Kante zu beurteilen, muß man den Einschwingvorgang zeitlich so weit dehnen, daß man die Zeit eines Bildpunktes, etwa 0,1 μs, noch gut beobachten kann.

Zur Darstellung des Einschwingvorganges auf dem Bildschirm einer Braunschen Röhre benutzt man eine periodische Folge von Ein- und Ausschaltvorgängen, also eine Rechteckwelle, deren Frequenz man variieren kann. Bei der Synchronisierung der Rechteckwelle mittels der Zeilen- oder Bildfrequenz entstehen hierbei senkrechte bzw. waagerechte Balken auf dem Bildschirm eines FS-Empfängers. Diese periodische Zeitfunktion kann man auch mit Hilfe einer normalen Zeitablenkung auf dem Bildschirm eines Katodenstrahloszillografen abbilden. Je nach der gewählten Zeitdehnung wird hierbei ein entsprechendes Stück des Einschwingvorganges aufgezeichnet.

Neben der Übertragung einer Schwarz-Weiß-Kante interessiert aber auch das Verhalten des Einschwingvorganges über die Zeit eines Halbbildes, etwa 20 ms. Hieraus kann man ersehen, wie die mittlere Bildhelligkeit eines FS-Bildes übertragen wird.

Für die Prüfung von Bauteilen der FS-Technik wird daher allgemein eine Rechteckwellenspannung mit gleich langen Halbwellen verwendet, deren Frequenz sich im Bereich von 50 Hz bis 500 kHz kontinuierlich verändern läßt.

Prüfung von Videoverstärkern

Zur Prüfung des Verstärkers schaltet man diesen zwischen den Rechteckwellengenerator als Sender und einen Breitbandoszillografen als Empfänger. Da Fehlanpassungen allein bereits Verformungen der Rechteckwelle verursachen können, muß auf eine einwandfreie An-



Bild 6: Anordnung zum Prüfen von Videoverstärkern

passung zwischen den Eingängen und Ausgängen geachtet werden.

Im oberen Frequenzbereich sind die Einschwingzeit und das Überschwingen die bestimmenden Faktoren für die Übertragungsgüte eines Verstärkers. Ihre Prüfung erfolgt zweckmäßig mit einer Rechteckfrequenz von 500 kHz, da die zeitliche Dauer einer Halbwelle gerade 1 μs beträgt und damit einen brauchbaren Maßstab zur Bestimmung der Einschwingzeit τ gibt.

Die Einschwingzeit τ ist ein Maß für die wirksame Bandbreite des Verstärkers. Zur einwandfreien Übertragung eines Bildes darf diese nicht größer als 0,1 μs sein, da sonst Unschärfen auftreten und die Feinheiten im Bild nicht mehr aufgelöst werden. Bei der Beurteilung von Videoverstärkern gibt man daher oft nicht mehr die obere Grenzfrequenz an, sondern drückt sie zweckmäßig durch Angabe der Einschwingzeit aus.

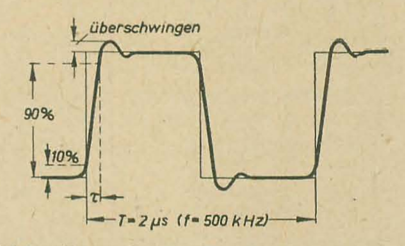


Bild 7: Kurve für die Einschwingzeit und das Überschwingen

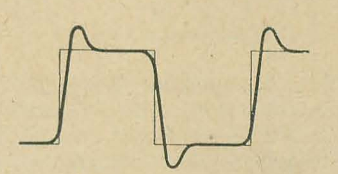


Bild 8: Verstärkerkurve bei zu starker Aufhebung der Gegenkopplung

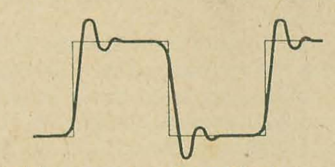


Bild 9: L-kompensierte Verstärkerkurve

Bei der Übertragung eines Schwarz-Weiß-Sprunges durch den Verstärker tritt neben der Abflachung des zeitlichen Verlaufes des Einschwingvorganges in vielen Fällen ein mehr oder weniger stark gedämpftes Überschwingen über die normale Sprungamplitude auf und verleiht den Fernsehbildern an ihren scharfen Kanten ein plastisches Aussehen. Da

dieses Überschwingen den gesamten Bildeindruck stört, darf es nur in gewissen Grenzen (maximal etwa 10%) zugelassen werden.

Bei einem Verstärker kann das Überschwingen auf zwei Ursachen zurückgeführt werden. In einem L-kompensierten Verstärker tritt es bei Überkompensation in Form einer gedämpften Schwingung (Bild 9) auf; hat es den Charakter einer abklingenden e-Funktion (Bild 8), so kann hier auf eine zu starke Aufhebung der Gegenkopplung bei hohen Frequenzen geschlossen werden.

Damit keine Änderung der mittleren Bildhelligkeit auftritt, muß der Verstärker im unteren Frequenzbereich bis 50 Hz amplituden- und phasengetreu verstärken. Seine Zeitkonstante muß hier so groß sein, daß die Amplitude der Sprungfunktion auch nach 20 ms nicht wesentlich abgesunken ist. Die Prüfung erfolgt hier zweckmäßig mit einer Rechteckwellenfrequenz von 50 Hz.

Zeigt sich im Oszillogramm eine Neigung des Rechteckdaches, so kann man auf einen Phasenfehler schließen, wobei ein Dachabfall (Bild 10a) eine Phasenvoreilung und ein Dachanstieg (Bild 10b)

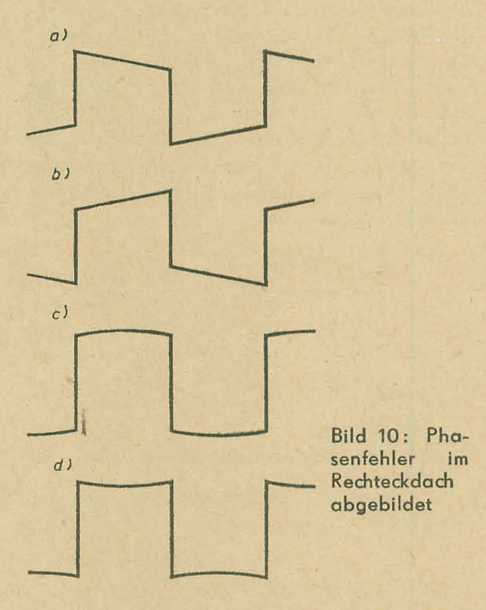


Bild 10: Phasenfehler im Rechteckdach abgebildet

eine Phasennacheilung bei tiefen Frequenzen bedeutet. Eine Wölbung des Rechteckdaches läßt dagegen Amplitudenfehler erkennen. Hier bedeutet ein nach oben gewölbtes Dach (Bild 10c) eine Hervorhebung und ein nach unten gewölbtes Dach (Bild 10 d) einen Abfall bei tiefen Frequenzen.

Sind bei einem Verstärker die Bedingungen im oberen und unteren Frequenzbereich erfüllt, so kann man im allgemeinen annehmen, daß auch der mittlere Teil des Übertragungsbereiches in Ordnung ist. Eine Durchprüfung mit Rechteckspannungen der mittleren Frequenzen wird eine nahezu ideale Rechteckspannung am Ausgang ergeben. Tritt hierbei ein Dachabfall auf, so macht er sich als Fahne im Fernsehbild bemerkbar.

Sind die Überschwingungen auf beiden Halbwellen verschieden, so kann man auf nichtlineare Verzerrungen des Verstärkers schließen. Man hat damit eine sehr einfache Kontrolle, ob der Verstärker zu stark ausgesteuert wird oder ob der Arbeitspunkt ungünstig gewählt wurde. Nichtlineare Verzerrungen ergeben eine Verfälschung der Gradation des Fernsehbildes und müssen in geringen Grenzen gehalten werden.

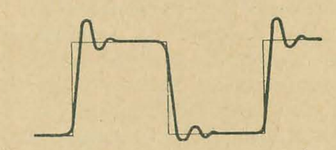


Bild 11: Nichtlineare Verzerrungen des Verstärkers

Vergleich zweier Verstärker

Mit der Rechteckwellenmethode lassen sich zwei Verstärker auf ihre Übertragung in bezug auf Amplituden- und Phasengang überprüfen. An beide Verstärker wird die gleiche Rechteckspannung gelegt und die Ausgangsspannungen je einem Plattenpaar einer Katodenstrahlröhre zu-

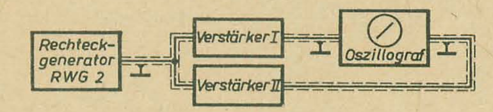


Bild 12: Anordnung zum Vergleich zweier Verstärker

geführt. Sind die Übertragungseigenschaften beider Verstärker gleich, so ergibt sich auf dem Bildschirm der Röhre ein gerader Strich.

Prüfung von Tiefpässen

Mit der Rechteckwellenmethode können auch Untersuchungen an Tiefpässen, Leitungen, Kabeln und Laufzeitketten durchgeführt werden. Neben der Überprüfung der Übertragungseigenschaften, die analog der Prüfung von Verstärkern erfolgt, lassen sich hiermit die Laufzeit sowie Anpassungen messen.

Die Messung der Laufzeit erfordert entweder einen Zweistrahloszillografen oder einen Einstrahloszillografen mit Elektronenschalter. Mit einem System des Oszillografen wird die Rechteckwelle direkt abgebildet, während dem anderen System



Bild 13: Anordnung zum Prüfen von Tiefpässen

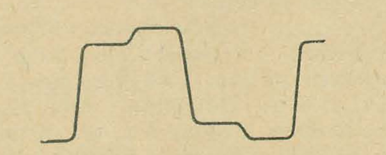


Bild 14: Reflexion bei Fehlanpassung

die Rechteckwelle nach dem Durchlaufen des Tiefpasses zugeführt wird. Die zeitliche Versetzung beider Rechteckwellen ist ein Maß für die Laufzeit.

Bei Fehlanpassungen treten Reflexionen der Rechteckwelle auf. Die reflektierte Rechteckwelle überlagert sich nach einer bestimmten Zeit, die der doppelten Laufzeit zur Reflexionsstelle entspricht, der ursprünglichen, und zwar im positiven oder negativen Sinne, je nachdem, ob es sich um eine Über- oder Unteranpassung handelt. Bei ein- oder mehrmaliger Reflexion erhält die resultierende Rechteckwelle eine bzw. mehrere Stufen. Aus der Änderung der Amplitude der Rechteckwelle und der Länge der Stufen kann man dann auf Art und Ort des Fehlers sowie auf den Reflexionsfaktor schließen.

Prüfung von Bandfiltern

Bandfilter bzw. Zwischenfrequenzverstärker lassen sich nicht in der bisher angegebenen Art untersuchen. Die Prüfung mit der Rechteckwellenmethode erfolgt hier in der Art, daß dem Bandfilter ein rechteckmodulierter Träger, der im Frequenzbereich des Bandpasses liegt, zugeführt wird. Zur Erzeugung des rechteckmodulierten Trägers muß ein Prüfgenerator zur Verfügung stehen, der sich mit der Rechteckspannung modulieren läßt.

Die Träger- und Zwischenfrequenzen liegen nun beim Fernsehen im allgemeinen so hoch, daß sie von einem Oszillografen nicht mehr mit der erforderlichen Amplitude aufgezeichnet werden. Daher schaltet man hier hinter das Bandfilter einen möglichst breitbandigen Meßdemodulator zur Gleichrichtung der HF und bildet den demodulierten Einschwingvorgang im Oszillografen ab. Bei einem idealen Gleichrichter entspricht das Bild dem der Hüllkurve.

Prüfung von Niederfrequenzübertragern

Mit der Rechteckwellenmethode lassen sich mit entsprechend tiefer Rechteckfrequenz ähnlich wie die Verstärker auch



Bild 15: Anordnung zum Prüfen von Bandfiltern

NF-Übertrager leicht und schnell prüfen. Hier kann mit einer einzigen Messung der gesamte Frequenzbereich geprüft werden.



Bild 16: Prüfen von Niederfrequenzübertragern

Prüfung von Magnettonbandanlagen

Auch komplette Übertragungsanlagen — ohne Mikrofon und Lautsprecher — lassen sich mit der Rechteckwellenmethode überprüfen. Die Rechteckspannung wird an Stelle der Mikrofonwechselspannung über den Aufnahmeverstärker auf das Band gegeben. Dieses Band wird über den Wiedergabeverstärker abgespielt und die Ausgangsspannung auf dem Bildschirm eines Oszillografen abgebildet. Die

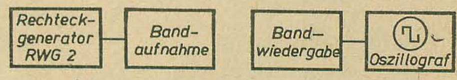


Bild 17: Prüfen von Magnettonbandanlagen

Oszillogramme werden dann in der üblichen Weise ausgewertet.

Vorläufige technische Daten

Frequenz:	50 Hz bis 500 kHz durchstimmbar in 4 Bereichen
Frequenzunsicherheit:	
maximaler Ablesefehler	±3%,
bei Temperaturänderung +10° bis +40° C	±1,2%,
bei Röhrenwechsel (nach Trimmung)	±3%,
bei Netzspannungsschwankungen 200 bis 250 V	±6%,
Dachabfall:	≦2% bei 50 Hz an 100 kΩ
Tastverhältnis:	1 : 1 ± 10%
Ausgangspannung:	0,1 V bis 3 V, stetig regelbar
Ausgangswiderstand:	150 Ω unsymmetrisch
Belastungswiderstand:	≧ 100 kΩ
Synchronisationsart:	fremd
Synchronisationsspannung:	0,2 bis 1 V, je nach Frequenzen und Kurvenform
Stromversorgung:	100 bis 125 V/200 bis 250 V 48 bis 60 Hz
Leistungsaufnahme:	etwa 20 VA
Röhrenbestückung:	1 × ECC 91 1 × EF 80 1 × ECC 81 1 × EZ 80
Gehäuseabmessungen:	300 × 233 × 160 mm
Gewicht:	etwa 6 kg
Betriebstemperaturbereich:	+ 10° ... + 40° C = 80% rel. Feuchte
Transportfähigkeit:	— 10° ... + 50° C
Schüttelfestigkeit:	2,5 g, 25 Hz, sinusförmig je 15 Minuten in allen drei Achsen
Zubehör:	1 Netzanschlußschnur

Das Gerät besteht in konstruktiver Hinsicht aus der eigentlichen Generatorschaltung und dem Netzteil.

Zur weitgehenden Vermeidung des hier besonders störenden Einflusses von Erdkapazitäten ist die gesamte Generatorschaltung auf Hartpapier aufgebaut, während der Netzteil eine selbständige, in üblicher Weise auf Metallchassis ausgeführte Baueinheit darstellt. Die Anodensicherung ist im Innern des Gerätes leicht zugänglich angeordnet.

Durch die einfachen Untersuchungsmethoden mit dem Rechteckwellengenerator wird bei der Überprüfung und Reparatur der Fernsehempfänger und Übertragungsanlagen viel Zeit gespart. Der übersichtliche innere Aufbau und die praktische äußere Gestaltung machen ihn zu einem begehrten Gerät für die Reparaturwerkstätten.

Der Rechteckwellengenerator RWG 1 ist ein Teil des Standardmeßplatzes, mit dessen Entwicklung ein entscheidender Schritt auf dem Wege zur Normung und Standardisierung im Meßgerätebau getan wurde. Der Standardmeßplatz soll es ermöglichen, zu einem einheitlichen Kundendienst und zu einer wirtschaftlichen Reparatur zu kommen.

Wir weisen unsere Leser in diesem Zusammenhang auf die Veröffentlichung in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 19 (1955), Seite 582 hin, in der wir den Gesamtmeßplatz beschrieben. Einzelheiten über den Fernsehkundendienstkoffer FSK 1 enthält das Heft 6 (1956), über den AM/FM-Prüfgenerator PG 1 das Heft 8 (1956) und über den Wobbelgenerator WG 1 das Heft 9 (1956). Ein Beitrag des folgenden Heftes behandelt den Schwebungssummer SSU 1. *Die Redaktion*

Stand der Entwicklung im Fernsehempfängerbau

Seit dem letzten Bericht über die Schaltungseinzelheiten der Fernsehempfänger [RADIO UND FERNSEHEN Nr. 23 (1955) S. 714] haben sich bereits wieder einige interessante Neuerungen ergeben.

Die Röhre PCC 84 in Kaskodeschaltung stellte lange Zeit die Standardausführung aller Fernsehempfängereingangsschaltungen dar. Fertigungsmäßig bereitet jedoch die Einhaltung eines einheitlichen Rauschfaktors der Kaskodeeingangsstufe bei Großserien Schwierigkeiten, so daß die Industrie bestrebt ist, eine andere, nach Möglichkeit noch bessere Eingangsschaltung zu finden.

In modernen UKW-Hörrundfunkeingangsstufen hat sich schon lange die Einzeltriode EC 92 durchgesetzt. Man kann mit einer richtig bemessenen Gitterbasisstufe durchaus die Rauschzahl einer optimal dimensionierten Kaskodestufe erreichen. Es lag somit nahe, auch den Tuner des Fernsehempfängers mit der EC 92 in Gitterbasisschaltung auszurüsten. Der Eingangswiderstand einer solchen Stufe liegt in der Nähe von 200 Ω, und es läßt sich erreichen, daß auch bei Großserienfertigung der Rauschfaktor ohne nennenswerte Streuungen etwa 4 kT_0 beträgt.

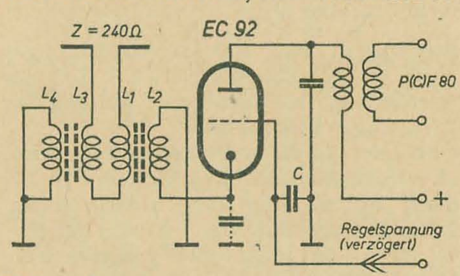


Bild 1: Symmetrieeingang im Tuner (Grundig)

Bild 1 zeigt die mit der Röhre EC 92 aufgebaute Eingangsschaltung, wie sie von Grundig im neuen Fernsehempfänger „Zauberspiegel" verwendet wird. Neuartig ist hier die Antenneneinkopplung; die besondere Art der Spulenschaltung überträgt den symmetrischen Antenneneingang auf den unsymmetrischen Röhreneingang. Das Bemerkenswerteste ist dabei die Spule L_4, die mit beiden Wicklungsenden an Masse liegt. Diese Spule bildet das Gegenstück zum Röhreneingang, womit eine absolute Symmetrie der Schaltung erreicht wird. Die Spule L_4 stellt im wesentlichen einen Blindwiderstand dar, so daß in ihr keine Leistung verbraucht wird. Die Kerne der Spulen sind genutet und bestehen aus trolitulgebundenem Spezial-UKW-HF-Eisenmaterial. Die Spulen selbst sind bifilar gewickelt und in vier Millimeter Abstand parallel zueinander angeordnet. Die Verstärkung der GB-Stufe beträgt etwa 20 dB, so daß bei vollem Kontrast mit einer zweistufigen ZF-Verstärkung etwa 200 μV Eingangsspannung an den Antennenbuchsen erforderlich sind. Das über die Kapazität C (Bild 1) geerdete Gitter der EC 92 bewirkt eine gute Entkopplung des Oszillators (PCF 80) gegen den Eingang, so daß die Störstrahlungsbedingungen mit Sicherheit erfüllt werden.

Die Richtspannung des Bildgleichrichters wird zur Verstärkungsregelung für die ZF-Stufen und verzögert für die EC 92 im Tuner herangezogen. Die Regelschaltung des Tuners erhält eine gewisse Vorspannung, die durch das Zusammenwirken einer über einen Widerstand zugeführten positiven Spannung mit der negativen Regelspannung bzw. dem Anlaufstrom eines Diodensystems der PABC 80 entsteht. Erst wenn die negative Regelspannung den Schwellwert der Vorspannung übersteigt, die Diode also sperrt, setzt eine Herabregelung der Verstärkung der EC 92 ein. Auch beim Herunterregeln wird dabei das günstige Signal-Rauschverhältnis der Gitterbasisstufe voll erreicht. Bild 2 zeigt die Prinzipschaltung einer Helligkeitsautomatik, wie sie Blaupunkt in den Fernsehempfänger „Bali" einbaut. Zwischen Videogleichrichter Gl und Bildröhre besteht eine galvanische Kopplung, damit ist automatisch eine exakte Schwarzsteuerung gegeben. Wegen der Gleichstromkopplung ändert sich aber leider die Grundhelligkeit auf dem Bildschirm bei jeder Änderung des Kontrastes. Dieser Nachteil wird bei der Schaltung nach Bild 2 durch ein automatisches Nachregeln des Potentials am Wehneltzylinder der Bildröhre vermieden. Dem Triodengitter ($Rö_2$) wird während des Zeilenrücklaufs vom Horizontalausgangsübertrager ein positiver Impuls zugeführt. Durch Gittergleichrichtung entsteht eine hohe negative Spannung von etwa — 140 V am Potentiometer P. Die Röhre wird durch diese Spannung gesperrt und nur beim Eintreffen eines Impulses, also während der Dauer des Zeilenrücklaufs, geöffnet; die Anoden-Katodenstrecke wirkt daher als getasteter Gleichrichter. Würde man den Widerstand R_1 fortlassen, so würde an der Kapazität C_1 genau das Potential entstehen, das während des

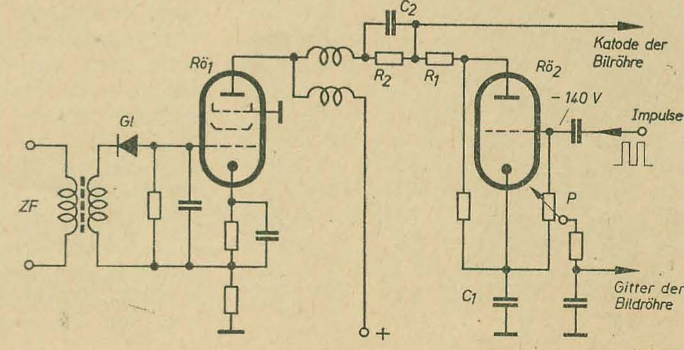


Bild 2: Prinzipschaltung einer Helligkeitsautomatik (Blaupunkt)

Horizontalrücklaufs an der Katode der Bildröhre liegt, also eine Spannung von der Höhe des Horizontalsynchronimpulses. Man dimensioniert den Widerstand R_1 derart, daß an C_1 nur 75% des Potentials des Synchronimpulses (das ist das Potential der Schwarzschulter, siehe Bild 3) steht. Dieser Gleichspannung wird ein mittels des Potentiometers P einstellbarer Teil der an der Gitter-Katodenstrecke der Triode liegenden negativen Gleichspannung hinzuaddiert. Nach entsprechender Siebung werden diese beiden Spannungen dem Wehneltzylinder der Bildröhre zugeführt. Würde die feste negative Spannung nicht hinzugefügt werden, so hätte der Wehneltzylinder immer genau das Potential der Schwarzschulter des an der Bildröhrenkatode stehenden Signals. Da die Zeitkonstante der Schaltung klein ist, folgt dieses Potential jeder durch Kontraständerung bedingten Spannungsverschiebung an der Bildröhrenkatode. Daraus ergibt sich, daß trotz Änderung des Katodenpotentials infolge der Gleichstromkopplung der Arbeitspunkt der Bildröhre bei einer Kontraständerung sich nicht verschiebt. Der richtige Arbeitspunkt der Bildröhre wird durch Hinzufügen der festen negativen Spannung mittels P eingestellt. Man erreicht mit dieser Maßnahme, daß die Schwarzschulter stets im unteren Knick der Bildröhrenkennlinie liegt, der Schwarzwert bleibt somit stets erhalten, während sich der Weißwert und entsprechend die Grauwerte je nach dem eingestellten Kontrast dem Schwarzwert mehr oder weniger nähern. Da die Gleichspannung zur automatischen Helligkeitsregelung durch eine getastete Gleichrichtung erzeugt wird, ist gewährleistet, daß Störimpulse keinen Einfluß auf die Grundhelligkeit haben. Zur Verhinderung der Überlastung der Bildröhre durch Fehleinstellung der Grundhelligkeit wurde eine automatische Begrenzung des Katodenstromes der Bildröhre vorgesehen. An der Kombination R_2, C_2 entsteht selbsttätig

Schwarzpegel Schwarzschulter 2,5 % der Trägeramplitude

Bild 3: Einzelner Synchronimpuls

ein mit steigendem Katodenstrom größer werdender Spannungsabfall, der den Strahlstrom verkleinert.

An die Abschneideschaltungen (Impulssiebe usw.) werden hohe Anforderungen gestellt. Die Höhe der einzelnen Impulse am Ausgang der Schaltung muß weitgehend unabhängig von der Spannungsamplitude am Eingang des Clippers sein. Alle Horizontalimpulse sollen außerdem die gleiche Flankensteilheit aufweisen. Eine selbstverständliche Forderung ist weiterhin, daß die Synchronsignale frei von allen Resten des Videosignals sein müssen und daß die Schaltung eine ausreichende Sicherheit gegen Störungen durch Rauschen usw. besitzt.

Die in modernen Clippern vorwiegend verwendete Röhre ist die ECL 80 (bzw. PCL 80). Im Bild 4 sind das Amplitudensieb und die Begrenzerstufe der Grundig-Fernsehempfänger herausgezeichnet. Als eigentlicher Abschneider dient das Pentodensystem der ECL 80, als Begrenzer das Triodensystem dieser Röhre. Zusätz-

Bild 4: Abschneideschaltung (Grundig)

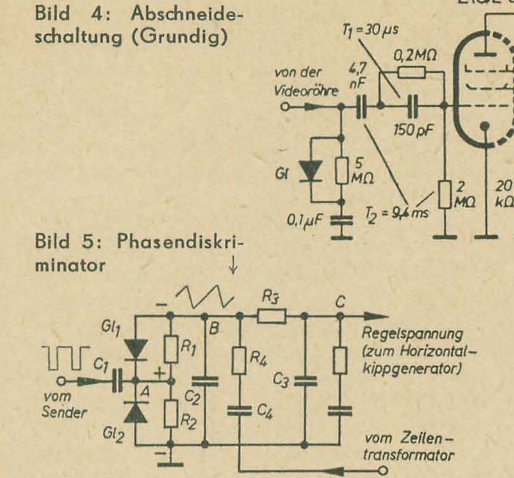


Bild 5: Phasendiskriminator

lich kommt noch eine Störbegrenzungsdiode GL (Germaniumdiode OA 161) zur Anwendung; sie dient zur Abtrennung kurzzeitiger Störimpulse.

In allen größeren Fernsehgeräten wird als Bildablenkröhre die kräftigere PCL 82 (statt der an sich auch ausreichenden PCL 81) eingesetzt. Die Verwendung dieser Röhre hat außer der größeren Leistungsreserve noch den Vorteil, daß infolge der mit der Horizontalendröhre abgestimmten Anheizzeit auch die Vertikalablenkspannung sofort vorhanden ist, wenn die Horizontalendstufe arbeitet und die Hochspannung das Bild entstehen läßt.

Das Kernstück der meisten heutigen Synchronisierschaltungen für die Horizontalablenkung ist der Phasendiskriminator, dessen prinzipielle Schaltung Bild 5 zeigt. Im Phasendiskriminator werden die vom Sender kommenden Horizontalimpulse nach vorhergehender Differenzierung mit den Impulsen aus dem Horizontalkippgenerator des Empfängers verglichen. Es entsteht eine Regelgleichspannung, die zur Rückführung auf den Frequenzsollwert (15 625 Hz) des Kippgenerators diesem zugeführt wird.

Im Bild 6 ist die von Graetz im Fernsehempfänger „Mandarin“ gewählte Phasendiskriminatorschaltung wiedergegeben. Von der Anode der Phasenwenderröhre ½ ECC 82 gelangen die Impulse einmal zur Integrierkette und weiter zum Vertikalkipp (Sperrschwinger) und über den Symmetriertrafo zum Phasenvergleich mittels der beiden Germaniumdioden OA 161 (Gl_1 und Gl_2). Der Diskriminator erhält aus einer Sonderwicklung des Horizontalausgangsübertragers einen Vergleichsimpuls, der durch eine vorgeschaltete RC-Kombination entsprechend verformt ist. Die vom Diskriminator abgegebene Regelspannung gelangt über eine RC-Filterkette an das erste Gitter eines katodengekoppelten Multivibrators.

Statt eines Symmetriertrafos im Phasenvergleich verwenden einige Firmen (Nora, TEKADE und Philips) eine Röhre in Katodynschaltung zum Erzeugen der Gegentaktspannung (Bild 7). Die an der Anode und Katode einer Triode abgenommenen Spannungen sind wegen der gleich großen Widerstände von gleicher Höhe, aber um 180° gegeneinander in der Phase verschoben. Ähnliche Schaltungen werden übrigens auch als Phasenwender vor NF-Gegentaktausgangsstufen verwendet.

Statt zweier Germaniumdioden bestückt Nora im Fernsehempfänger „F 12“ den Diskriminator mit einer Röhrendiode EB 41. Mit Rücksicht auf diese Tatsache müssen die Belastungswiderstände für die Röhrendiodenstrecken etwa um eine Größenordnung kleiner sein als bei Verwendung von Germaniumdioden (vgl. Bilder 6 und 7). *tae-*

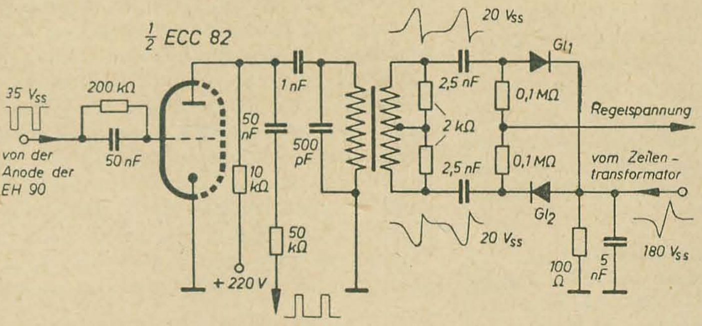
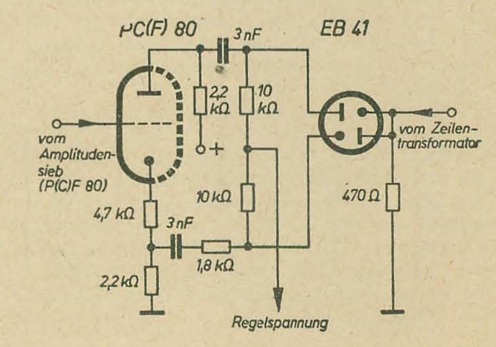


Bild 6: Phasendiskriminator mit Symmetriertrafo (Graetz)

Bild 7: Phasendiskriminator mit Gegentaktspannungserzeugung in einer Katodynschaltung (Nora, Philips, TEKADE)



Eine zeitgemäße Vertikalablenkschaltung

Die Einführung der Weitwinkelbildröhren (90°-Ablenkung) brachte auch für das Vertikalkippgerät die Forderung nach vergrößerter Ablenkamplitude. Von der Röhrenindustrie wurde hierfür die Verbundröhre PCL 82 geschaffen, die den besonderen Anforderungen an eine kombinierte Röhre für den Vertikalsperrschwinger und die Endstufe auch bei der vergrößerten Leistung für 90° gerecht wird. Trotz des höheren Aufwandes wird diese Röhre auch bei Geräten mit kleineren Bildröhren ohne 90°-Ablenkung benutzt, weil die PCL 82 erfahrungsgemäß hinsichtlich der Größe der Ablenkamplituden für betriebssichere Kippschaltungen besonders geeignet ist. Man findet daher auch vielfach in Geräten mit der 43-cm-Bildröhre bei 70°-Ablenkung im Vertikalkippgerät die PCL 82 (zum Beispiel in den Nordmende-Fernsehern „Diplomat", „Favorit" und „Kommodore").

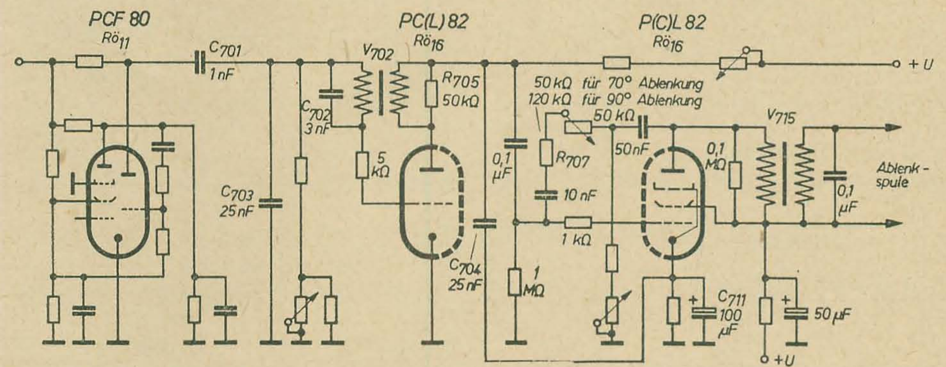


Bild 1: Vertikalablenkung (Nordmende) für 70°- und 90°-Bildröhren

Bild 1 zeigt die Schaltung für 70°- bzw. 90°-Ablenkung. Außer den größeren Amplituden der Impulsspannungen an der Endstufe der 90°-Schaltung (1000 V_{ss} für 70°-, 1200 V_{ss} für 90°-Ablenkung) unterscheiden sich die beiden Schaltungen meßtechnisch nicht. Rein schaltungsmäßig besteht der einzige, sichtbare Unterschied in dem Wert des Widerstandes R_{707}. Für Weitwinkelröhren verwendet man Ablenkspulen wesentlich größerer Abmessungen; infolgedessen sind Induktivität und ohmscher Widerstand der Spulen ebenfalls größer. Wegen des größeren Widerstandes der Vertikalablenkspulen muß das Übersetzungsverhältnis des Trafos V_{715} größer sein als bei den Spulen für normale Bildröhren. Die höhere Induktivität der Weitwinkelablenkspulen hat zur Folge, daß der Rückschlagimpuls größer wird.

In der Ablenkschaltung für 90° muß aus diesem Grund die Gegenkopplung etwas kleiner gewählt werden, da sonst die Zeilen des oberen Bildteiles auseinandergezogen erscheinen würden.

Die Schaltung der Sperrschwingereinrichtung ist für normale und Weitwinkelröhren völlig gleich. Der Synchronisierimpuls für das Vertikalkippgerät, der vom Impulssieb geliefert wird, ist im Gegensatz zu den bisher gebräuchlichen Schaltungen nicht mehr vollständig integriert. Er enthält also noch erhebliche Reste der ursprünglichen Vertikalimpulse. Da sich jedoch der Vertikalimpuls weit über den Rest der Horizontalimpulse heraushebt, erfolgt keinerlei Störung des Zeilensprunges; durch die große Steilheit des Impulses wird vielmehr ein sehr stabiler Zeilensprung über einen weiten Bereich erzielt. Zur Vergrößerung des Impulses und zur besseren Beschneidung des Impulsdaches wird deshalb das Triodensystem der PCF 80 ($Rö_{11}$ im Bild 1 mit großem Anodenwiderstand und kleiner positiver Gittervorspannung betrieben. Der Sperrschwingertrafo ist durch einen großen Kondensator (C_{702} = 3 nF) zu einem echten Resonanzkreis gemacht worden, der aber durch den Widerstand R_{705} = 50 kΩ stark bedämpft wird. Die entstehende Schwingung läßt sich mit wenig Energie zu großen Amplituden anstoßen. Der Spitzenstrom im Triodensystem der PCL 82 beträgt dabei etwa 30 mA, das sind etwa 30% des maximal zulässigen Wertes. Somit wird auch bei fortgeschrittener Alterung der Röhre oder bei zu niedriger Netzspannung kaum eine Änderung der Kippfrequenz oder gar ein völliges Außertrittfallen des Sperrschwingers zu befürchten sein.

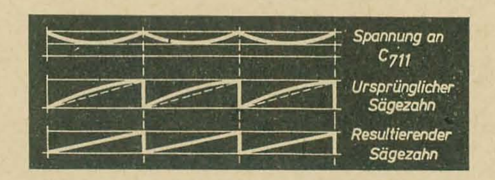


Bild 2: Durch das Zusammenwirken der parabelförmigen Spannung am Katodenkondensator C_{711} mit dem exponentiell verlaufenden Sägezahn entsteht der Sägezahn mit exakt linearem Lauf

Der Ladekondensator C_{704} = 25 nF auf der Anodenseite des Sperrschwingers liegt nicht wie sonst üblich an Masse, sondern an der Katode des Pentodensystems der PCL 82, das die Vertikalendstufe darstellt. Am Katodenkondensator des Pentodenteils entsteht ein parabolischer Spannungsverlauf (Bild 2), der sich zu dem leicht exponentiell verlaufenden Vertikalsägezahn des Sperrschwingers addiert und im Endeffekt einen linearen Anstieg des Kippstromes liefert.

Die PCL 82 gibt bei einer Spannung von etwa 200 V bereits ihre volle Leistung ab. Eine Versorgung der Vertikalkippstufe aus der Boosterspannung von rund 500 V ist deshalb unnötig. Sowohl der Sperrschwinger als auch die Endstufe können aus der normalen Versorgungsspannung gespeist werden. Zweckmäßig ist eine zusätzliche Siebung der Anodenspannung für die Endstufe, um Brummbeeinflussungen zu vermeiden. *tae-*

Das Studium der Arbeitsökonomik

Mitteilung des Instituts für Arbeitsökonomik an der Karl-Marx-Universität, Leipzig

Die unmittelbare Verbindung der sozialistischen Organisation der gesellschaftlichen Arbeit mit den Maßnahmen zur Steigerung der Arbeitsproduktivität ist die Arbeitsökonomik. Dabei stehen die Fragen des sozialistischen Wettbewerbs, der Entlohnung nach der Arbeitsleistung, der erweiterten Reproduktion der gesellschaftlichen Arbeitskraft, wie Berufsausbildung, Qualifizierung, Arbeitskräfteplanung und Arbeitskräftelenkung sowie der Pflege und des Schutzes der menschlichen Arbeitskraft, im Vordergrund. Die arbeitsökonomischen Maßnahmen sollen helfen, eine größtmögliche Steigerung der Arbeitsproduktivität durch den Menschen zu erreichen und so weitere Voraussetzungen für die ständige Hebung des Lebensstandards der Bevölkerung zu schaffen.

Das Institut für Arbeitsökonomik an der Karl-Marx-Universität in Leipzig bildet in vierjährigem Studium qualifizierte Fachkräfte für die Abteilung Arbeit in volkseigenen Betrieben, für die staatlichen Organe und für wissenschaftliche Institutionen aus. Eine Perspektive dieser Ausbildung ist die Funktion eines Arbeitsdirektors. Der Bedarf an wissenschaftlich ausgebildeten Arbeitsökonomen ist sehr groß, deshalb ist die Zahl der Studienplätze für Arbeitsökonomik wesentlich erhöht worden. Neben Abiturienten der Oberschulen und der Arbeiter- und Bauernfakultäten werden vor allem Kollegen aus den Betrieben aufgenommen, die Grundkenntnisse in Gesellschaftswissenschaft und praktische Erfahrung auf dem Gebiet der Arbeitsökonomik besitzen.

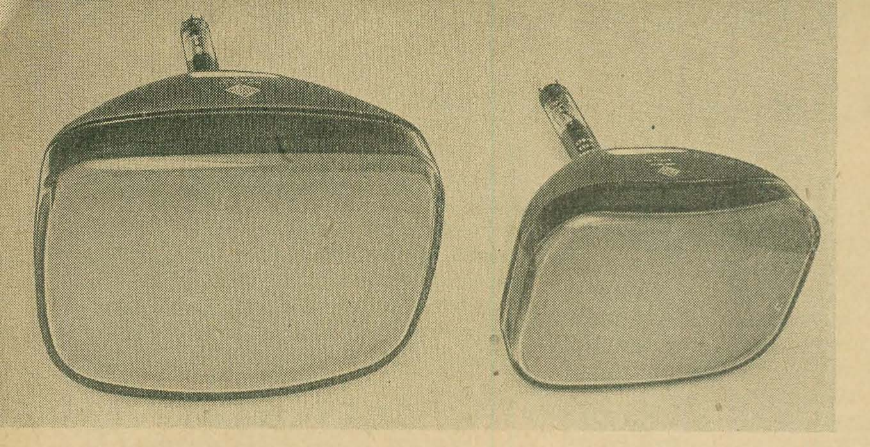
Die Kollegen aus den Betrieben müssen vor Beginn des Studiums eine Sonderreifeprüfung ablegen. Diese umfaßt zwei schriftliche Arbeiten (je ein politisches und arbeitsökonomisches Thema) und eine mündliche Prüfung über das Allgemeinwissen. Die Bewerbungsunterlagen sind vom Prorektorat für Studentenangelegenheiten der Karl-Marx-Universität, Leipzig C 1, Ritterstr. 14, anzufordern. Dorthin sind auch die Anträge für die Sonderreifeprüfung zu richten. Der Studienbeginn ist für Mitte September 1956 vorgesehen.

Stipendien werden gemäß der Verordnung über die Gewährung von Stipendien vom 3. 2. 1955 (GBl. Nr. 11/1955) gezahlt.

Das Institut für Arbeitsökonomik, Leipzig C 1, Goethestr. 3/5, ist jederzeit bereit, weitere Auskünfte über das arbeitsökonomische Studium zu geben.

WERNER TAEGER

Fernsehbildröhren



← Bild 1: 43- und 36-cm-Bildröhre

Die Entwicklungstendenz bei der Herstellung von Fernsehbildröhren strebt nach immer größer werdenden Bildschirmen. Man vergißt dabei allzu leicht, daß zu einer großen Bildschirmfläche auch entsprechend große Räumlichkeiten gehören. Ein Vergleich mit dem Kino veranschaulicht diese Tatsache. Der günstigste Betrachterabstand in einem Lichtspieltheater beträgt nämlich 6 h bis 10 h, wobei h die Bildhöhe ist. Ist h beispielsweise 2 m, so sollte man das auf die Leinewand projizierte Bild aus mindestens 15 m Entfernung betrachten. Legt man diese Norm zugrunde, so ergeben sich für die gebräuchlichen Röhrentypen mit 36, 43 und 53 cm Bildschirmdiagonale folgende Werte:

Bilddiagonale in cm	Format in mm	Rasterfläche in cm²	Zeilenabstand in mm	Betrachterabstand in m	
				minim.	optimal
36	293 × 222	650	0,37	1,30	1,80
43	362 × 273	986	0,46	1,60	2,20
53	485 × 364	1765	0,62	2,15	2,90

Besondere Anforderungen werden an den Bildschirm als das „Gesicht" des Fernsehempfängers gestellt (Bild 1). Die Aufgabe des Bildschirmes ist es, die Energie der Elektronen in Licht umzusetzen. Wesentlich ist dabei die richtige Farbtönung des Leuchtschirmes. Bei uns in Deutschland wird im allgemeinen die weiße Farbtönung mit etwas gelblichem Einschlag (chamois) vorgezogen, in den USA weiß mit bläulichem Ton. Ideal wäre ein rein weißer Leuchtstoff, der jedoch nicht vorhanden ist. Man ist auf die Verwendung einer Mischung aus einem blau- und einem gelbleuchtenden Phosphor angewiesen. Meist verwendet man Zinksulfid als „Blau" und Zink-Kadmiumsulfid als „Gelb".

Weitere Verbesserungen der Lichtausbeute und des Kontrastes werden durch Aufbringen einer spiegelnden, elektrisch leitenden und lichtundurchlässigen Folie auf der Innenseite des Leuchtschirmes (Metallisierung) erreicht. Infolge der Sekundäremissionseigenschaften der auf dem Schirm angebrachten Leuchtsubstanz lädt sich der Schirm bei den für den Fernsehempfänger üblichen Anodenspannungen negativ gegen die Anode auf. Durch die Metallisierung des Schirmes werden Aufladungen unmöglich gemacht, und die Elektronen treffen mit der vollen Geschwindigkeit auf den Leuchtschirm, ohne durch das sich sonst bildende Gegenpotential abgebremst zu werden. Auch der Umstand führt zu einer besseren Lichtausbeute.

Das maximal erreichbare Verhältnis zwischen der Helligkeit der hellsten und derjenigen der dunkelsten Stellen des Leuchtschirmes bezeichnet man als Kontrast. Dunkle Schirmstellen werden nicht von Elektronen getroffen. Ihre Helligkeit hängt lediglich von der Beleuchtung durch Außenlicht und Aufhellung aus dem Kolbeninnern ab. Man kann somit den Kontrast erheblich verbessern, wenn durch Verwenden von Filterglas vor dem Bildschirm [siehe RADIO UND FERNSEHEN Nr. 23 (1955) S. 724] und Metallisierung hinter diesem das Außenlicht abgeschwächt und die Aufhellung aus dem Kolbeninnern heraus gänzlich unterdrückt wird.

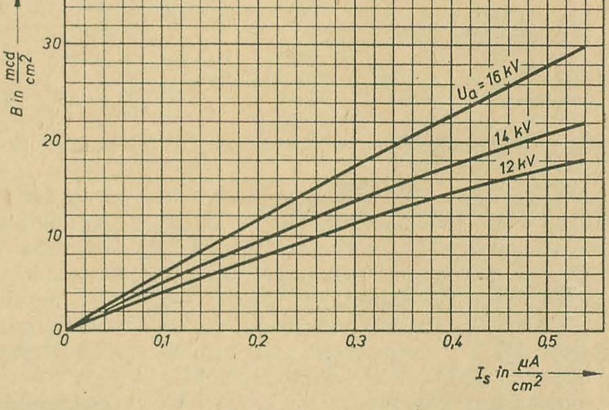


Bild 2: Helligkeitskurve einer nichtmetallhinterlegten Bildröhre

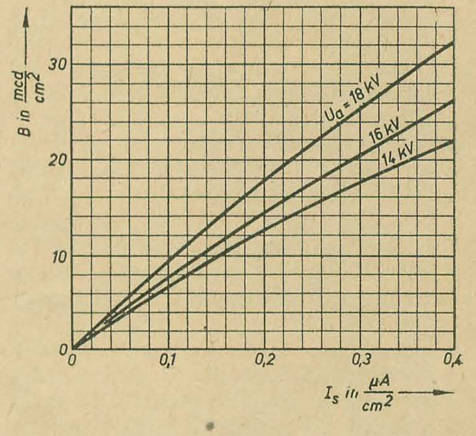


Bild 3: Helligkeitskurve einer metallisierten Bildröhre

Gelegentlich sind besorgte Stimmen laut geworden, die eine gesundheitliche Schädigung für Personen befürchten, die ständig „fernsehen", also für Prüffeldingenieure in Fernsehempfängerfabriken usw. Gemeint ist hier das Auftreten von Röntgenstrahlen. Diese entstehen immer dann, wenn schnelle Elektronen plötzlich abgebremst werden, also auch in der Bildröhre beim Auftreffen der Elektronen auf den Leuchtschirm. Die neuesten Untersuchungen an Bildröhren führten zu der Überzeugung, daß die erwähnten Befürchtungen völlig grundlos sind. Die bei einer Anodenspannung von etwa 16 kV entstehende Strahlung liegt weit unterhalb der schädlichen Dosis und entspricht etwa der Radiumstrahlung, wie sie von den Leuchtziffern einer Armbanduhr ausgeht.

Bilder 2 bis 5 zeigen deutlich die Verbesserung der Lichtausbeute bei metallisierten Leuchtschirmen. Die Bilder 2 und 3 geben die Abhängigkeit der Helligkeit in mcd/cm² (die Einheit der Lichtstärke ist die „Neue Kerze", in der internationalen Bezeichnung „candela" — abgekürzt cd —, der 1000. Teil ist das „Millicandela" — abgekürzt mcd) vom Strahlstrom auf die Flächeneinheit in µA/cm² für nichtmetallhinterlegte Bildschirme (Bild 2) und für metallisierte Bildschirme (Bild 3) wieder. Man erkennt, daß die Lichtausbeute beim metallisierten Schirm erheblich höher ist als beim nichtmetallisierten. Die Bilder 4 und 5 zeigen die Helligkeit als Funktion der Steuerspannung am Wehneltzylinder (bzw. mit umgekehrten Vorzeichen an der Katode) der Bildröhre für einen 43-cm-Typ ohne bzw. mit Metallisierung. Auch hier erkennt man leicht die Verbesserung, die der metallhinterlegte Schirm bringt.

An den Kolben der Bildröhre werden hohe Anforderungen hinsichtlich der mechanischen Festigkeit und Fehlerfreiheit der Schirmfläche gestellt. Diese ließen sich erst nach Einführung der Preßglastechnik an Stelle des Kolbenblasens erreichen. Wie Bild 6 erkennen läßt, besteht der Kolben aus drei Teilen: der Schirmwanne, dem Konus und dem Hals. Aus diesen Teilen wird die Bildröhre zusammengeschweißt. Die Schirmfläche besteht

aus Filterglas mit einer Lichtdurchlässigkeit von 67%. Interessant sind die Fortschritte, die in der Verkürzung der Bildröhren in den letzten Jahren gemacht wurden. Während die vor einigen Jahren hergestellten Bildröhren verhältnismäßig schlank ausgeführt waren und demgemäß große Bautiefen der Empfängergehäuse bedingten (Ablenkwinkel 50°), wurden die Röhren mit der Zeit kürzer und gedrungener. Nach den Bildröhren mit 70°-Ablenkwinkel werden neuerdings Röhren mit 90°-Ablenkwinkel hergestellt. Mit diesen kommt man trotz großer Bildschirme von 53, 62 und sogar 72 cm Diagonale zu relativ kurzen Röhren und demgemäß ansprechenderen Gehäuseabmessungen.

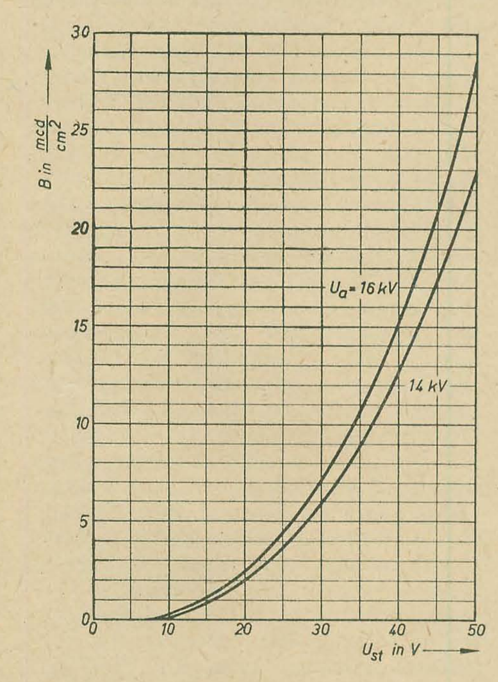


Bild 4: Helligkeitskurve in Abhängigkeit von der Steuerspannung (nichtmetall.)

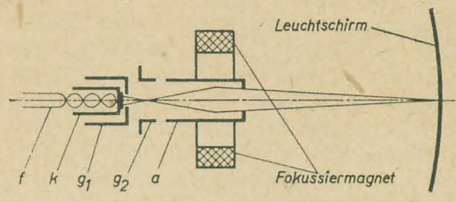


Bild 7: Das strahlerzeugende System

Das im Kolbenhals untergebrachte strahlerzeugende System wurde in den letzten Jahren weiter wesentlich verbessert (Bild 7). Die Katode k ist bei den neuen Bildröhren ein einseitig geschlossenes Nickelröhrchen, an dessen Stirnseite eine Schicht von Barium- und Strontiumkarbonat aufgebracht ist. Diese wird durch die Heizwendel f auf etwa 800° erhitzt, wobei die Barium-Strontiumschicht Elektronen emittiert. Diese werden durch die Elektrode g_2, an der eine positive Spannung von etwa 200 bis 400 V liegt, beschleunigt und durch weitere Beschleunigung durch die Anode a mit 12 bis 16 kV Spannung auf die Endgeschwindigkeit gebracht. Sie ist so groß, daß die Elektronen beim Aufprall auf den Leuchtschirm diesen zum Leuchten anregen. Zwischen Katode k und der Elektrode g_2 befindet sich die Steuerblende g_1, die gewöhnlich mit „Wehneltzylinder" bezeichnet wird. Durch Anlegen einer mehr oder weniger hohen negativen Steuerspannung wird der Strahlstrom in seiner Intensität beinflußt und damit eine wechselnde Helligkeit auf dem Schirm hervorgerufen.

Vor der Katode entstehen auch Ionen, das sind positiv oder negativ geladene Gasmoleküle. Positive Ionen treffen auf die Katode und können dort Vergiftung hervorrufen, das heißt, die Katode verliert nach einiger Zeit die Fähigkeit, Elektronen zu emittieren. Negative Ionen werden wie Elektronen abgelenkt und können beim Aufprall auf den Bildschirm die Leuchtfähigkeit der Leuchtsubstanz herabsetzen. In der Ionenfalle lassen sich Elektronen und Ionen voneinander trennen; die Ionen werden durch das etwas schräg zur Röhrenachse montierte System auf die metallische Systeminnenwand gelenkt und können somit nicht mehr auf den Bildschirm gelangen. Die wegen ihrer um den Faktor 1000 kleineren Masse leichter abzulenkenden Elektronen werden durch einen kleinen Permanentmagneten wieder in die Richtung der Röhrenachse zurückgelenkt.



Bild 8: Bandfertigung von Bildröhren im Röhrenwerk Ulm



Bild 9: Geschwärzte und metallisierte Bildröhrenkolben auf Transportwagen

Bild 5: Helligkeitskurve in Abhängigkeit von der Steuerspannung (metallisiert) U_{g3} 0 V, U_{g2} 400 V

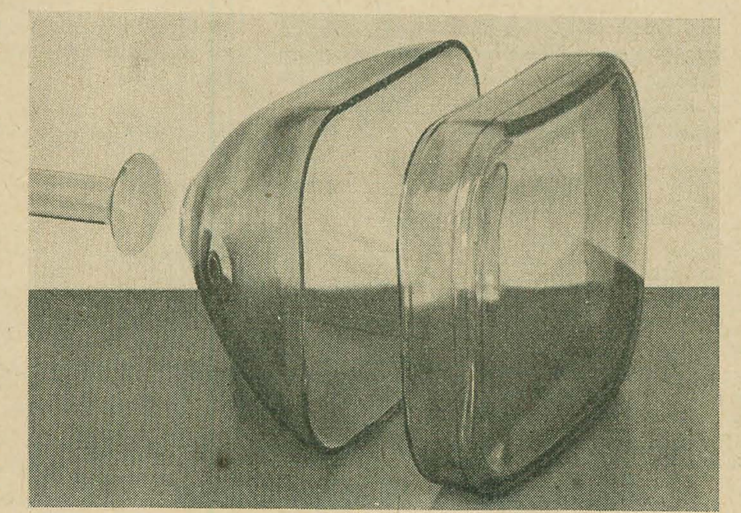


Bild 6: Die drei Einzelteile des Bildröhrenkolbens →

Antennenverstärker für die Rundfunkpraxis

Antennenverstärker haben die Aufgabe, den in einer Antennenanlage auftretenden Spannungsverlust auszugleichen. Sie sind hauptsächlich für Gemeinschaftsanlagen von Bedeutung, wo eine gemeinsame Antenne eine Vielzahl von Rundfunkempfängern (Teilnehmer) zu speisen hat, oder dort, wo infolge ungünstiger Empfangslage eine UKW- oder Fernsehempfangsantenne außerhalb des Wohngebäudes montiert werden muß, so daß infolge der erforderlichen langen Empfängerzuleitungen ein erheblicher Spannungsverlust auftritt. Ein Antennenverstärker muß im allgemeinen innerhalb eines breiten Frequenzbandes eine aperiodische Verstärkung aufweisen. Antennenverstärker für den LMK-Bereich (Lang-, Mittel-, Kurzwellen) werden deshalb normalerweise als RC-Verstärker aufgebaut, das heißt, an Stelle der sonst bei hohen Frequenzen üblichen Resonanzkreise dienen ohmsche Widerstände und Kapazitäten als Koppelelemente. Als einfachstes Beispiel hierfür zeigt Bild 1 das Schema des Siemens-Einröhren-Antennenverstärkers SAV 303 W, der zur Versorgung von bis zu 80 Teilnehmern ausreicht. Zur Anpassung des niederohmigen Antennenausganges an den hochohmigen Gittereingang der EF 14 dient ein Transformator. Die EF 14 ist zum Vergrößern des linearen Kennlinienbereiches als Tetrode geschaltet, wodurch eine erhöhte Aussteuerfähigkeit erzielt und die Gefahr von Kreuzmodulation vermindert wird. Die verstärkte Ausgangsspannung gelangt über eine Drossel an den Ausgangsübertrager, dessen niederohmige Anzapfung über einen Kondensator gleichstromfrei mit der Ausgangsbuchse des Verstärkers verbunden ist.

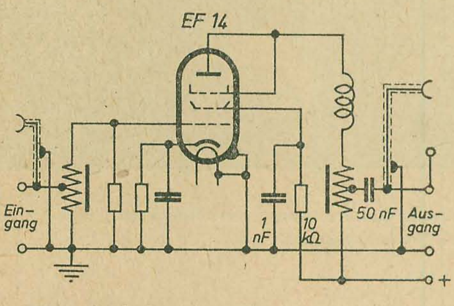


Bild 1: Einfacher Antennenverstärker für LMK



Bild 2: Antennenverstärker für Fernsehen →

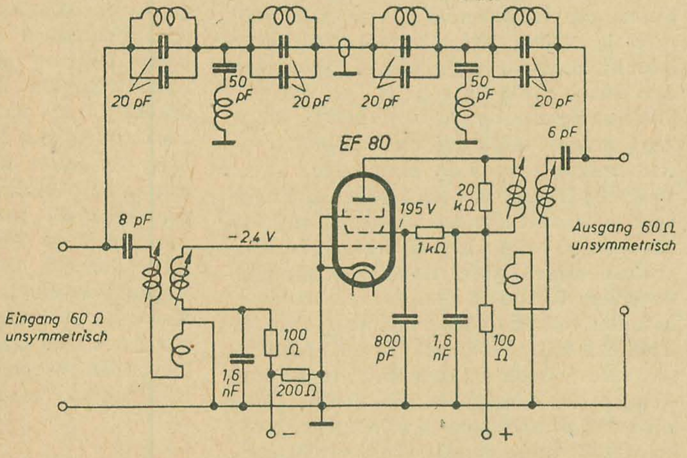
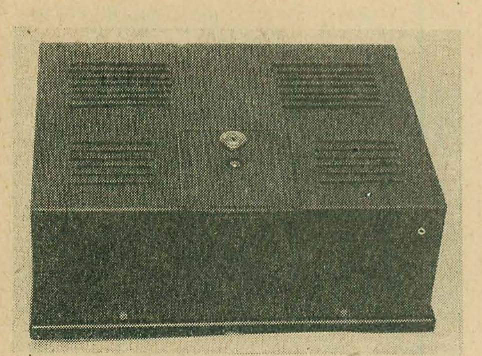


Bild 3: Ansicht des Fernsehantennenverstärkers vom Meßgerätewerk Zwönitz ↓

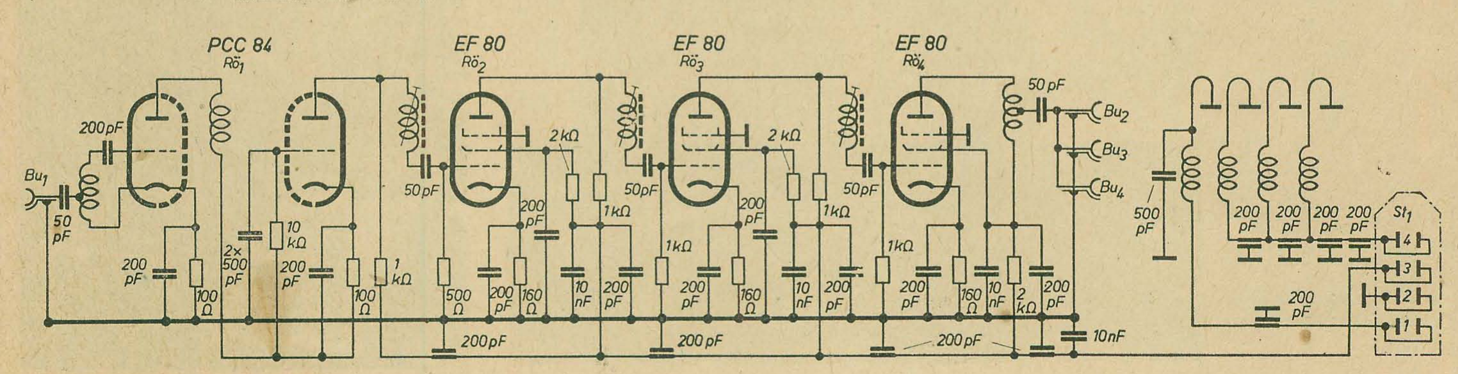


Durch die Einführung des UKW- und Fernsehrundfunks werden heute fast ausschließlich Antennenverstärker verwendet, die nicht nur im LMK-Bereich, sondern auch in den UKW- und Fernsehbereichen verstärken. Im Gegensatz zu den RC-Verstärkern des LMK-Bereiches sind die Antennenverstärker für den UKW- und FS-Bereich Resonanzverstärker mit abgestimmten LC-Kreisen. Um eine genügend große Bandbreite zu erzielen, ist es häufig notwendig, die Güteziffer und damit die Selektivität der Kreise durch einen Parallelwiderstand künstlich herabzusetzen, oder man verwendet zwischen zwei aufeinanderfolgenden Verstärkerröhren ein Bandfilter bzw. Resonanzkreise, die gegenseitig etwas verstimmt sind.

Der VEB Fernmeldewerk Bad Blankenburg bietet mit seinem Antennenverstärker Typ 9 E 01 einen Dreikanalverstärker an, der die Übertragungsbereiche 150 bis 1800 kHz (Lang- und Mittelwellen); 5,5 bis 20 MHz (Kurzwellen) und 85 bis 110 MHz (Ultrakurzwellen) in je einem Kanal verstärkt. Der Lang- und Mittelwellenkanal ist zweistufig, und die beiden anderen Knäle sind dreistufig ausgebildet. Die Antenneneingänge sind für LMK- und UKW-Empfang getrennt. Zum Aussperren bzw. Abschwächen starker Störsender können bis zu fünf Sperrkreise bzw. Saugkreise eingesteckt werden. 30 Teilnehmer lassen sich insgesamt an diesen Antennenverstärker anschließen.

Während Antennenverstärker für den UKW-Bereich für mehrere Kanäle bestimmt sind, werden FS-Antennenverstärker meist als Einkanalverstärker ausgeführt, weil sich mit ihnen höhere Verstärkungen erzielen lassen und gleichzeitig die Gefahr für das Entstehen von Kreuzmodulation herabgesetzt wird. Außerdem beschränkt sich der Teilnehmer in praktischen Fällen meist auf den Empfang von ein oder zwei Fernsehsendern. Als Beispiel für einen einfachen FS-Antennenverstärker für Einkanalbetrieb im Fernsehband I (47 bis 68 MHz) zeigt Bild 2 die Schaltung des Gerätes SAV 311 W der Firma Siemens, der für Antennenanlagen bis zu acht Teilnehmern vorgesehen ist. Ein- und Ausgang dieses Verstärkers sind an einen Wellenwiderstand von 60 Ω asymmetrisch angepaßt. Parallel zum Verstärkerkreis liegt eine Umwegschaltung, die alle Frequenzen unterhalb und oberhalb des Frequenzbereiches 47 bis 68 MHz mit sehr geringer Dämpfung vom Eingang zum Ausgang des Verstärkers leitet. Die innerhalb dieser Umwegleitung angeordnete Filterkette weist innerhalb des angegebenen Frequenzbereiches eine große Dämpfung auf, wodurch keine Selbsterregung des Verstärkers auftreten kann. Im Ein- und Ausgang des Verstärkers liegen Bandfilter, die sich durch Abgleichschrauben auf den zu empfangenden Fernsehkanal einstellen lassen.

Bild 4: Kanalverstärker für Band III



Der Fernsehantennenverstärker FAV-848 (Bild 3) vom VEB Meßgerätewerk Zwönitz, der Anschlußmöglichkeiten für bis zu 30 Teilnehmern bietet, ist als Einkanalverstärker mit auswechselbaren Kanaleinheiten entwickelt worden.

Für Band I wurde ein dreistufiger Verstärker mit einer ECC 81 in Kaskodeschaltung und zwei EF 80 als Resonanzverstärkerstufen mit verstimmten Kreisen vorgesehen. Der Kanalverstärker für Band III ist entsprechend ausgebildet, besitzt aber als Eingangsröhre eine PCC 84 und eine Resonanzverstärkerstufe mehr, also drei Röhren EF 80 (Bild 4).

Um Verzerrungen infolge Übersteuerung der Verstärkerröhren zu vermeiden, die sich als Pfeifen oder im Empfang von Sendern in anderen Frequenzbereichen bemerkbar machen, haben sich Gegentaktschaltungen bewährt, die in zunehmendem Umfang beim Aufbau von Antennenverstärkern benutzt werden.

Von besonderem Interesse sind noch die Antennenverstärker SAV 319 W und SAV 321 W der Firma Siemens. Mit neuen Langlebensdauerröhren, die in einer besonders entwickelten Schaltung arbeiten, konnten zwei Verstärker geschaffen werden, von denen das Gerät SAV 321 W für kleine Gemeinschaftsantennenanlagen bis zehn Teilnehmer und das Gerät SAV 319 W für größere Gemeinschaftsanlagen bis 50 Teilnehmer für das ganze Fernsehband III von 174 bis 223 MHz ohne Kanalumschaltung vorgesehen ist. Diese Verstärker gestatten die gleichzeitige Übertragung mehrerer Programme im Fernsehband III. Bild 5 zeigt den in Streifenbauweise aufgebauten Verstärkereinsatz SAVE 320 W des Antennenverstärkers SAV 319 W. *H. G. W.*

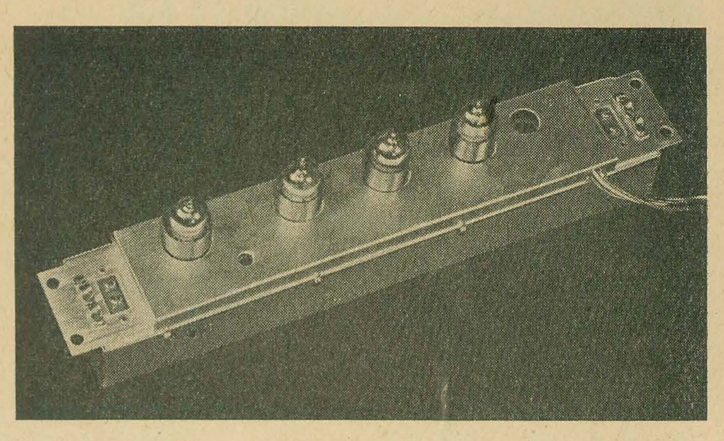




Bild 5: Verstärkereinsatz SAVE 320 W von Siemens in Streifenbauweise

MANFRED BERKLING

UKW-Anpassungsleitungen und die Zusammenschaltung mehrerer Dipole

In der UKW- und Fernsehtechnik arbeitet man mit abgestimmten Antennen, wobei es notwendig ist, diese an den Verbraucher anzupassen, um eine optimale Leistungsübertragung zu bekommen und störende Reflexionen besonders beim Fernsehempfang zu vermeiden.

Als Energieleitungen verwendet man Band- oder Koaxialkabel mit vorgegebenem Wellenwiderstand. Die Aufgabe besteht nun darin, den Strahlungswiderstand der Antenne an den Wellenwiderstand des Kabels und dieses an den Eingang des Empfängers anzupassen. Die letzte Forderung läßt sich ohne Schwierigkeiten erfüllen und ist meist durch die industriemäßige Auslegung der Empfängereingänge gegeben. Die Notwendigkeit einer reflexionsfreien Anpassung der Antenne an das Kabel macht es jedoch erforderlich, sich mit der Theorie näher zu befassen.

Die Wellenwiderstände der Kabel sind beim Bandkabel mit 240 Ω und beim Koaxialkabel mit 60 Ω bereits so gewählt, daß bei den einfachen Dipolformen die Anpassungsbedingung in genügendem Maße erfüllt ist.

Verwendet man parasitäre Elemente, das heißt Reflektoren und Direktoren, sinkt der Strahlungswiderstand der Antenne entsprechend der Anzahl der verwendeten Elemente. Zwischen Antenne und Kabel müssen Anpassungsstücke verwendet werden. Eine Möglichkeit zur Anpassung bietet hierbei die $\lambda/4$-Leitung.

Theoretische Betrachtungen zur $\lambda/4$-Leitung

In den Leitungsgleichungen

$$\mathfrak{U}_1 = \mathfrak{U}_2 \cosh \gamma l + \mathfrak{J}_2 \mathfrak{Z} \sinh \gamma l \text{ [1]}$$
$$\mathfrak{J}_1 = \mathfrak{J}_2 \cosh \gamma l + \mathfrak{U}_2/\mathfrak{Z} \sinh \gamma l \qquad (1)$$

bedeuten

$\mathfrak{U}_1$ die Spannung am Leitungsanfang,
$\mathfrak{U}_2$ die Spannung am Leitungsende,
$\mathfrak{J}_1$ der Strom am Leitungsanfang,
$\mathfrak{J}_2$ der Strom am Leitungsende,
γ die Fortpflanzungskonstante der Leitung,
l die Länge der Leitung,
$\mathfrak{Z}$ der Wellenwiderstand der Leitung.

Die Fortpflanzungskonstante γ setzt sich aus der Dämpfungskonstanten α und der Phasenkonstanten β zusammen.

$$\gamma = \alpha + j\beta. \qquad (2)$$

Für eine Leitung mit der Länge x wird aus Gleichung (1) nach Bild 1:

$$\mathfrak{U}_x = \mathfrak{U}_2 \cdot \cosh \gamma x + \mathfrak{J}_2 \mathfrak{Z} \cdot \sinh \gamma x,$$
$$\mathfrak{J}_x = \mathfrak{J}_2 \cosh \gamma x + \mathfrak{U}_2/\mathfrak{Z} \sinh \gamma x. \qquad (3)$$

Dividiert man diese beiden Gleichungen durcheinander, so ergibt sich für den Eingangswiderstand dieser Leitung:

$$\mathfrak{W}_x = \frac{\mathfrak{U}_x}{\mathfrak{J}_x} = \frac{\mathfrak{U}_2 \cosh \gamma x + \mathfrak{J}_2 \mathfrak{Z} \sinh \gamma x}{\mathfrak{J}_2 \cosh \gamma y + \mathfrak{U}_2/\mathfrak{Z} \sinh \gamma x}. \qquad (4)$$

Mit $\mathfrak{J}_2 = \frac{\mathfrak{U}_2}{\mathfrak{R}_a}$ wird

$$\mathfrak{W}_x = \frac{\mathfrak{U}_2 (\cosh \gamma x + \mathfrak{Z}/\mathfrak{R}_a \sinh \gamma x)}{\mathfrak{U}_2 ({}^1/\mathfrak{R}_a \cosh \gamma x + {}^1/\mathfrak{Z} \sinh \gamma x)}$$
$$= \mathfrak{Z} \cdot \frac{\cosh \gamma x + \mathfrak{Z}/\mathfrak{R}_a \sinh \gamma x}{\mathfrak{Z}/\mathfrak{R}_a \cosh \gamma x + \sinh \gamma x}. \qquad (5)$$

Beim Verwenden der genannten Kabelformen ist es zulässig, die Dämpfung der Leitung zu vernachlässigen und sie somit als verlustlose Leitung anzusehen. Im Ausdruck $\gamma = \alpha + j\beta$ ist dann $\alpha = 0$, und es lassen sich an Stelle der Hyperbelfunktionen Kreisfunktionen einführen. Es ist

$$\cosh j\beta x = \cos \beta x$$

und

$$\sinh j\beta x = j \sin \beta x.$$

Damit gilt bei einem reellem Abschlußwiderstand R_a:

$$\mathfrak{W}_x = Z \cdot \frac{\cos \beta x + j Z/R_a \sin \beta x}{Z/R_a \cos \beta x + j \sin \beta x}$$
$$= Z \cdot \frac{R_a \cos \beta x + j Z \sin \beta x}{Z \cos \beta x + j R_a \sin \beta x}. \qquad (6)$$

Der Wellenwiderstand wurde mit Z als reelle Größe eingesetzt, wie es auch für diese Leitungen zutreffend ist.

Für den Fall der Anpassung, das heißt, bei $R_a = Z$ wird dann

$$\mathfrak{W}_x = Z \cdot \frac{Z \cos \beta x + j Z \sin \beta x}{Z \cos \beta x + j Z \sin \beta x} = Z.$$

Der Eingangsscheinwiderstand jeder verlustlosen Leitung ist bei Abschluß mit dem Wellenwiderstand gleich dem Wellenwiderstand.

Aus der komplexen Form von Gleichung (6) ergibt sich der Betrag des Eingangswiderstandes zu

$$|\mathfrak{W}_x| = Z \sqrt{\frac{R_a^2 \cos^2 \beta x + Z^2 \sin^2 \beta x}{Z^2 \cos^2 \beta x + R_a^2 \sin^2 \beta x}}. \qquad (7)$$

Im allgemeinen ist es zweckmäßig, die Wellenlänge der betreffenden Schwingung als Längeneinheit zu wählen.

Dazu sind einige Umformungen erforderlich.

Nach der Leitungstheorie gilt für verlustlose Leitungen:

$$\beta = \omega \sqrt{L' C'}. \qquad (8)$$

Die Fortpflanzungsgeschwindigkeit ist

$$v = \frac{\omega}{\beta} \qquad (9)$$

[1] Vergleiche RADIO UND FERNSEHEN Nr. 3 (1956) S. 78 „Neue mathematische Zeichen“.

bzw.

$$v = f \cdot \lambda. \qquad (10)$$

Damit wird

$$\beta = \frac{2\pi f}{v} = \frac{2\pi}{\lambda}$$

und schließlich

$$\beta_x = \frac{2\pi}{\lambda} x. \qquad (11)$$

Folgende Stellen β_x entsprechen den Entfernungen bzw. Längen x:

$\beta_x = 0° \triangleq 0$ entspricht $x = 0$

$\beta_x = 90° \triangleq \frac{\pi}{2}$ entspricht $x = \frac{\lambda}{4}$

$\beta_x = 180° \triangleq \pi$ entspricht $x = \frac{\lambda}{2}$

$\beta_x = 270° \triangleq \frac{3}{2}\pi$ entspricht $x = {}^3/_4\,\lambda$

$\beta_x = 360° \triangleq 2\pi$ entspricht $x = \lambda$

Damit erhält man aus Gleichung (7) für die Beträge der Eingangswiderstände der einzelnen Leitungen folgende Werte:

$$|\mathfrak{W}_x|_{x=o} = R_a$$

$$|\mathfrak{W}_x|_{x=\frac{\lambda}{4}} = \frac{Z^2}{R_a}$$

$$|\mathfrak{W}_x|_{x=\frac{\lambda}{2}} = R_a$$

$$|\mathfrak{W}_x|_{x=\frac{3}{4}\lambda} = \frac{Z^2}{R_a} \quad \text{usw.}$$

Bild 1: Leitung mit der Länge x

Hieraus ist zu erkennen, daß sich die $\lambda/4$-Leitung (bzw. die ${}^3/_4\lambda$-Leitung) als Transformationsleitung verwenden läßt. Der Eingangswiderstand schwankt bei Kurzschluß ($R_a = 0$) und Leerlauf ($R_a = \infty$) zwischen den Werten ∞ und 0.

Besteht nun die Aufgabe, eine Antenne mit dem Anpassungswiderstand Z_1 durch eine $\lambda/4$-Leitung mit dem Wellenwiderstand Z an den Wellenwiderstand Z_2 des Kabels anzupassen, dann besteht die Forderung

$$|\mathfrak{W}_x|_{x=\frac{\lambda}{4}} = Z_1 = \frac{Z^2}{Z_2}.$$

Daraus ergibt sich der notwendige Wellenwiderstand der $\lambda/4$-Leitung zu

$$Z = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}. \qquad (12)$$

Durch entsprechende Wahl der Leiterabmessungen läßt sich dieser notwendige Wellenwiderstand realisieren.

Verkürzungsfaktor

Aus den Voraussetzungen, die zur Gleichung (8) führten, ist zu entnehmen, daß die Länge $\lambda/4$ von der Fortpflanzungsgeschwindigkeit v abhängt, die jedoch auf Leitungen kleiner ist als im freien Raum. Damit ist aber auch die geometrische Kabellänge kürzer als die der Wellenlänge.

Aus den Gleichungen (8) und (9) erhält man:

$$v = \frac{1}{\sqrt{L'\,C'}}. \qquad (13)$$

Für die Induktivität und Kapazität einer Doppelleitung pro Längeneinheit gilt

$$L' = \frac{\mu_0}{\pi} \cdot \ln \frac{a}{r}, \qquad (14)$$

und

$$C' = \frac{\pi \cdot \varepsilon}{\ln \frac{a}{r}} \qquad (15)$$

Hierin bedeuten:

μ_0 = 1,256 mH/km, absolute Permeabilität,
a = Abstand der Leiter,
r = Radius eines Leiters,
$\varepsilon = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r$,
ε_0 = absolute Dielektrizitätskonstante 8,86 nF/km,
ε_r = relative Dielektrizitätskonstante.

Setzt man die Gleichungen (14) und (15) in Gleichung (13) ein, so ergibt sich:

$$v = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \cdot \varepsilon}} = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \cdot \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r}}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \cdot \mu_0}} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot 299{,}8 \cdot 10^3 \text{ in km/s}$$

$$v = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot v_0. \qquad (16)$$

Für eine Leitung mit Luft als Dielektrikum ist $\varepsilon_r = 1$ und damit die Fortpflanzungsgeschwindigkeit gleich der Lichtgeschwindigkeit im leeren Raum. Für alle anderen Leitungen mit $\varepsilon_r \neq 1$ ergeben sich andere Geschwindigkeiten und damit auf der Leitung andere Wellenlängen als in Luft.

Es gilt also folgende Proportion:

$$\frac{v}{v_0} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{\lambda_1}{\lambda_2},$$

wobei

λ_1 die Wellenlänge bei Ausbreitung auf Kabeln und
λ_2 die Wellenlänge bei Ausbreitung in Luft ist.

Daraus folgt:

$$\lambda_1 = \frac{\lambda_2}{\sqrt{\varepsilon_r}}. \qquad (17)$$

In vielen Fällen, vor allen Dingen beim Flachbandkabel, kommt jedoch die tatsächliche Dielektrizitätskonstante des Isoliermaterials als Folge der geringen Ausdehnung nicht voll zur Wirkung, so daß die Ermittlung der wirksamen mittleren Dielektrizitätskonstanten ε_m aus dem Verhältnis der gemessenen Kapazität C_m zur errechneten Kapazität für Luftisolation C_L erfolgt:

$$\varepsilon_m = \frac{C_m}{C_L}. \qquad (18)$$

Für eine Leitung mit der elektrischen Länge $\lambda/4$ ergibt sich die geometrische Länge l aus der Multiplikation von $\lambda/4$ mit dem Verkürzungsfaktor.

$$k = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_m}} \qquad (19)$$

$$l = \frac{\lambda}{4} \cdot k \qquad (20)$$

Zusammenschaltung mehrerer Antennen zu Gruppen

Aus Gründen der stärkeren Bündelung oder zur Erzielung eines größeren Antennengewinns besteht die Möglichkeit der Zusammenschaltung mehrerer Einzelantennen zu ganzen Gruppen.

Der theoretisch erzielbare Leistungsgewinn ist je nach der Zahl der zusammengeschalteten Einzeldipole

bei 2 zusammengeschalteten Dipolen 2fach, entsprechend 3 dB,
bei 3 zusammengeschalteten Dipolen 3fach, entsprechend 4,8 dB,
bei 4 zusammengeschalteten Dipolen 4fach, entsprechend 6,0 dB,
bei 6 zusammengeschalteten Dipolen 6fach, entsprechend 7,8 dB.

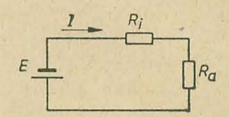


Bild 2: Gleichstromquelle mit Innen- und Außenwiderstand

Die allgemeinen Verhältnisse sollen zunächst an der Parallelschaltung zweier Gleichstromquellen untersucht werden.

Es ist bekannt, daß für den Fall der größten Leistungsabgabe $R_a = R_i$ sein muß (Bild 2). Die Leistung an R_a ist dann:

$$N_{max} = \frac{E^2}{4 R_i}$$

Bild 3 zeigt die Parallelschaltung zweier Stromkreise nach Bild 2. Man erkennt, daß die EMK wie bei einem Einzelgenerator erhalten bleibt, der Innenwiderstand jedoch auf die Hälfte absinkt und dadurch die Maximalleistung

$$N_{max} = \frac{E^2}{4 \frac{R_i}{2}}$$

den doppelten Wert annimmt.

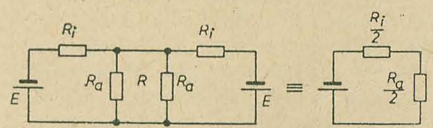


Bild 3: Zusammenschaltung zweier Gleichstromquellen

Selbstverständlich muß auch der Wert des Anpassungswiderstandes gleich dem halben Wert des Innenwiderstandes eines Einzelgenerators sein.

Die gleichen Zusammenschaltungen mit den gleichen Merkmalen lassen sich auch bei Antennen vornehmen, allerdings muß hierbei, da es sich um Wechselströme handelt, auf die Phasengleichheit beider Teile geachtet werden.

In diesem Zusammenhang wird in den meisten Fällen von $\lambda/2$- und λ-Leitungen Gebrauch gemacht.

Wie bereits vorher erwähnt, ist

$$|\mathfrak{W}_x|_{x=\frac{\lambda}{2}} = R_a$$

und

$$|\mathfrak{W}_x|_{x=\lambda} = R_a.$$

In Worten ausgedrückt:

Der Betrag des Eingangsscheinwiderstandes einer Leitung mit der elektrischen Länge $\lambda/2$ oder dem Vielfachen davon ist unabhängig vom Wellenwiderstand dieser Leitung immer gleich dem Abschlußwiderstand.

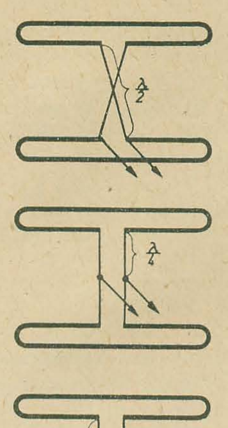


Bild 4: Zusammenschaltung zweier Dipole durch gekreuzte λ/2-Leitungen

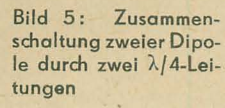


Bild 5: Zusammenschaltung zweier Dipole durch zwei λ/4-Leitungen

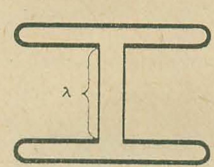


Bild 6: Zusammenschaltung zweier Dipole durch eine λ-Leitung

Dabei ist die Phasendifferenz zwischen Anfang und Ende 180°.

Will man also zwei Dipole miteinander durch eine λ/2-Leitung verbinden und soll die Energieentnahme direkt an einem der beiden Dipole erfolgen, so muß man die Leitung, deren Wellenwiderstand beliebig sein kann, kreuzen, wie es im Bild 4 angedeutet ist.

Da die λ/2-Leitung keine transformierenden Eigenschaften hat, liegen die Anpassungswiderstände beider Dipole direkt parallel, so daß die Anpassung durch eine Ableitung erfolgen muß, deren Wellenwiderstand halb so groß ist wie der Widerstand eines Einzeldipols. Für zwei Faltdipole sind das 150 Ω. Da derartige Kabel nicht handelsüblich sind, ist die Verwendung einer λ/4-Transformationsleitung erforderlich, deren Wellenwiderstand

$$Z = \sqrt{150 \cdot 240} = 190\ \Omega$$

ist.

Eine zweite Möglichkeit besteht darin, daß man jeden Einzeldipol durch eine λ/4-Leitung auf einen Wert transformiert, der doppelt so groß ist wie der Wellenwiderstand der Ableitung, die beiden Enden der λ/4-Leitungen parallel schaltet und hier die vorgesehene Ableitung anschließt (Bild 5). Da jede Leitung eine Phasendrehung von 90° bewirkt, erfolgt an der Verbindungsstelle eine phasenrichtige Addition.

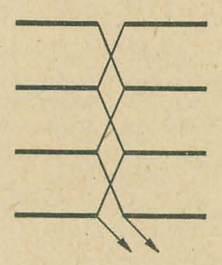
Als Verbindungsleitungen können auch Leitungen mit der elektrischen Länge λ und beliebigem Wellenwiderstand verwendet werden (Bild 6). Die Energieentnahme kann sowohl in der Mitte als auch am Ende der Verbindungsleitung erfolgen. In beiden Fällen ist der Anpassungswiderstand gleich der Hälfte desjenigen eines Einzeldipols.

An zwei Beispielen sollen die dargelegten Betrachtungen erläutert werden.

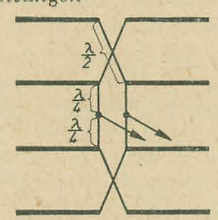
I. Vier Ganzwellendipole mit Reflektor, von denen jeder einen Strahlungswiderstand von 1000 Ω hat, sollen zusammengeschaltet werden. Als Ableitung dient ein 240-Ω-Bandkabel.

Es ergeben sich folgende Möglichkeiten:

1. Zusammenschaltung durch drei λ/2-Leitungen

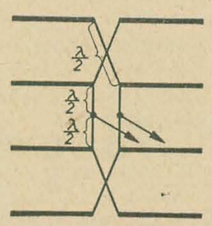


2. Zusammenschaltung durch zwei λ/2- und zwei λ/4-Leitungen



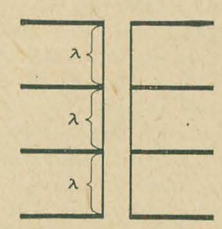
Die λ/4-Stücke dürfen nicht transformieren und müssen deshalb einen Wellenwiderstand von 500 Ω haben. Es ergeben sich dann 250 Ω, die eine ausreichende Anpassung für ein 240-Ω-Kabel sind.

3. Zusammenschaltung durch vier λ/2-Leitungen



Als Folge der nichttransformierenden λ/2-Leitung ist der Wellenwiderstand der λ/2-Leitung beliebig (Stäbe).

4. Zusammenschaltung durch drei λ-Leitungen

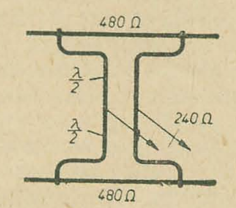


Energieentnahme am Ende oder in der Mitte möglich.

II. Zwei Yagi-Antennen mit durchgehendem λ/2-Dipol und durch verschiebbare Abgriffe einstellbarem Wellenwiderstand sollen für eine 240-Ω-Ableitung zusammengeschaltet werden.

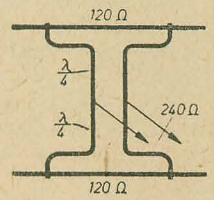
Hier bieten sich zwei Möglichkeiten:

1. Zusammenschaltung durch zwei λ/2-Leitungen



Anpassung einstellen auf 480 Ω. Zusammenschaltung ergibt 240 Ω.

2. Zusammenschaltung durch zwei λ/4-Leitungen



Da der Wellenwiderstand der λ/4-Leitungen ebenfalls 240 Ω sein soll, ist die Dipolanpassung auf

$$Z_{\text{Dipol}} = \frac{240^2}{480} = 120\ \Omega$$

einzustellen.

Es erfolgt also praktisch eine Transformation von 120 Ω auf 480 Ω, und die Parallelschaltung ergibt dann die geforderten 240 Ω.

Unterbringung der beiden Londoner Fernsehsender

Das Television Advisory Committee hat als beste technische Lösung vorgeschlagen, die Antennen der beiden Londoner Fernsehsender auf nur einen Turm zu montieren. Das Antennensystem auf dem Crystal Palace muß daher in Zukunft umgebaut und ergänzt werden, um die Antennen der BBC und der ITA zu vereinen. Diese Änderungen werden vor Mitte 1957 nicht zum Abschluß kommen. Um jedoch den Fernsehbetrieb weiter aufrechterhalten zu können, wird jetzt eine 250 ft (76 m) hohe Behelfsantenne auf dem Crystal Palace errichtet, die für einen neuen Sender der BBC bestimmt ist. Die Strahlleistung wird dann 60 kW betragen. Vorgesehen waren 200 kW (siehe RADIO UND FERNSEHEN Nr. 24/1955). Nach Änderungen des Antennensystems im Jahre 1957 wird eine Erhöhung der Leistung auf 125 kW erstrebt. Es ist schließlich geplant, die Strahlleistung bis zur nach dem Stockholmer Plan vorgesehenen Grenze von 500 kW zu steigern.

Aus „Wireless World", Dezember 1955

Vier 100-kW-Sender bei Bagdad

Bis Oktober 1956 wird die Marconi-Gesellschaft in der Nähe von Bagdad vier 100-kW-Sender bauen, von denen je zwei für das Mittelwellen- und Kurzwellenprogramm dienen sollen. Die Sender werden durch Dezistrecken mit den entsprechenden Studios in Verbindung stehen.

Aus „Wireless World", Februar 1956

Berichtigungen

In Nr. 19 (1955) S. 581 wurde die „Elektrische Ferndrehvorrichtung für Antennen" des VEB FERNMELDEWERK BAD BLANKENBURG versehentlich unter FRITZ DAUSFLT genannt.

Im Bild 1, Nr. 4 (1956) S. 112, muß zwischen Schalterkontakt 18 und Widerstand R_1 ein Gitterkondensator $C_2 = 0{,}1\ \mu F$ (125 V) geschaltet werden.

In Nr. 9 (1956), S. 276 muß der Schaltkontakt im Prinzipschaltbild zum „Automatischen Ladebegrenzer" geschlossen dargestellt werden, da es sich um einen Ruhekontakt handelt.

Ringmodulator mit Germaniumdioden

Die zur Modulation bzw. Frequenzumsetzung verwendeten Ringmodulatoren wurden bisher überwiegend aus Kupferoxydulgleichrichterplättchen zusammengeschaltet. Telefunken bietet neuerdings einen Ringmodulator Typ OA 154 Q aus vier ausgesuchten und aufeinander abgestimmten Germaniumdioden an.

Durch Ringmodulatoren wird erreicht, daß bei vollkommen symmetrischen Übertragern und Ventilen die Trägerfrequenz selbst am Ausgang der Schaltung nicht mehr in Erscheinung tritt. Die Spannung U_1 mit der zu übertragenden Frequenz ω, die den Nachrichteninhalt enthält, wird dem Eingang I der Schaltung und die Spannung U_2 mit der höheren Trägerfrequenz Ω dem Eingang II zugeführt. An den Ausgangsklemmen III treten lediglich die Frequenzen $n \cdot \Omega + \omega$ ($n = 1, 3, 5 \cdots$) auf, wenn die Bedingung

$$U_2 \gg U_1$$

erfüllt ist.

Die Trägerfrequenz steuert die Ventile so, daß während einer Halbperiode der Trägerfrequenz die Ventile 1 und 3 in Durchlaßrichtung, die Ventile 2 und 4 dagegen in Sperrichtung liegen. Bei der nächsten Halbperiode sind die Ventile 2 und 4 durchlässig und die Ventile 1 und 3 gesperrt. Bei idealen Ventilen, also Ventilen mit unendlich kleinem Durchlaßwiderstand und unendlich großem Sperrwiderstand, sind die Sekundärwicklungen der Übertrager einmal direkt und einmal kreuzweise miteinander verbunden. Die sich in diesem Fall ergebende Ausgangsspannung hat die Form, wie sie Bild 2 zeigt. Nun hat eine Germaniumdiode sowohl einen endlichen Durchlaßwiderstand ($R_d > 0$) als auch einen endlichen Sperrwiderstand ($R_{sp} < \infty$). Solange der Sperrwiderstand sehr groß gegen den Durchlaßwiderstand und die Anpassungswiderstände des Modulators ist, kann er bei den Symmetriebetrachtungen unberücksichtigt bleiben. Mit dem Durchlaßwiderstand verhält es sich anders. Der Durchlaßwiderstand > 0 hat eine Dämpfung der Modulationsspannung zur Folge, die auf die Unterdrückung des Trägers ohne Wirkung bleibt, solange sie bei allen vier Ventilen und allen in der Schaltung auftretenden Modulationsspannungen gleich groß ist. Für eine vollkommene Trägerunterdrückung ist somit Voraussetzung, daß vier Germaniumdioden verwendet werden, die einen absolut gleichmäßigen Kennlinienverlauf im Durchlaßbereich aufweisen.

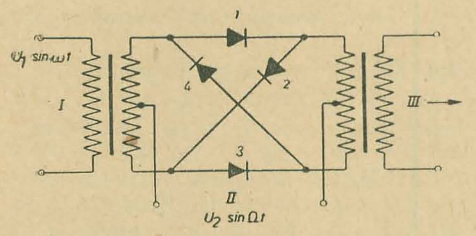
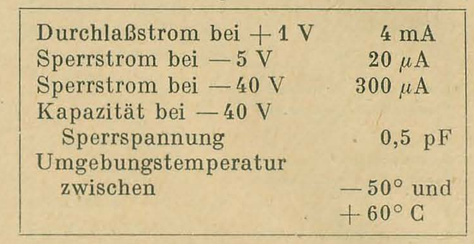


Bild 1: Ringmodulator

Die vier zu einem Ringmodulator zusammengestellten Germaniumdioden weichen bei einer Durchlaßspannung von $+1$ V in ihrem Durchlaßstrom maximal um 3% vom gemessenen kleinsten Stromwert einer der Dioden ab. Da die Bedingung auch gleichzeitig für einen Meßpunkt bei einer Durchlaßspannung von $+0{,}2$ V gilt, ist gewährleistet, daß die Gesamtkennlinie ein bestimmtes Streugebiet nicht verläßt und somit bei allen auftretenden Modulationsspannungen die für völlige Trägerunterdrückung geforderte Symmetrie der kompletten Anordnung gewahrt bleibt. Gleichzeitig werden die Germaniumblättchen dieser Dioden einem begrenzten Kristallbereich entnommen, wodurch ein einheitlicher Temperaturgang aller vier Dioden sichergestellt ist. Auch während der Lebensdauer können sich die Diodenkennlinien daher nicht gegeneinander verändern. Die vier Dioden eines Modulators lassen sich auf einem Röhrensockel montieren und mit sechs Sockelstiften verbinden. Sie bilden dann eine kompakte Einheit und sind mechanisch geschützt untergebracht. Die vier Dioden

Meßwerte des Ringmodulators OA 154 Q



Durchlaßstrom bei $+1$ V	4 mA
Sperrstrom bei -5 V	20 μA
Sperrstrom bei -40 V	300 μA
Kapazität bei -40 V Sperrspannung	0,5 pF
Umgebungstemperatur zwischen	$-50°$ und $+60°$ C

können aber auch getrennt montiert werden, um den außerordentlich kleinen Raumbedarf der einzelnen Dioden auszunutzen. Man wird sie in diesem Fall dort einlöten, wo sie schaltungstechnisch am besten hinpassen. *tae-*

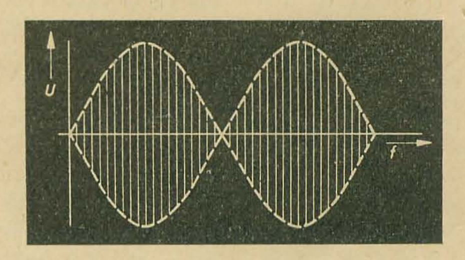


Bild 2: Ausgangsspannung an den Klemmen III (Bild 1) bei idealen Ventilen

Fernsehen in der Schweiz

Gegenüber dem Vorschlag, einen Fernsehdienst für die Schweiz einzurichten, vertraten viele Fachleute die Ansicht, daß der gebirgige Charakter des Landes den Empfang von Fernsehsendungen sehr beeinträchtigen oder sogar unmöglich machen würde. Als eine mögliche Lösung des Problems wurde die Verteilung zahlreicher Sender mit kleinen Strahlleistungen im ganzen Land angesehen.

Der Schweizer Post (PTT) wurde die Aufgabe übertragen, die technischen Möglichkeiten des Fernsehens im Land zu überprüfen. Das Ergebnis war die Feststellung, daß die Berge eher eine Hilfe als ein Hindernis für das Fernsehen sein können, und man beschloß, Fernsehsender auf geeigneten Bergen zu errichten. Diese Maßnahme hat außerdem den Vorteil, die einzelnen Stationen leichter durch Dezistrecken miteinander verbinden zu können. Mit der Realisierung dieser Pläne wurde vor etwa drei Jahren begonnen. Da gleichzeitig mit den Sendeantennen auch die Empfangsanlagen für die Dezistrecken aufgebaut wurden, konnten die Sendungen mit Übertragungswagen noch über beträchtliche Entfernungen weitergeleitet werden. Auch für die „Eurovision" ist die Aufstellung der Sender auf den Bergen besonders günstig. Es wurden zunächst vier Sender in Betrieb genommen (siehe Tabelle). Zur Zeit werden zwei Programme ausgestrahlt. Ein deutschsprachiges aus den Studios in Zürich wird von den Sendern Ütliberg, Bantiger und St. Chrichona gesendet, während das in den Genfer Studios gestaltete Programm in französischer Sprache vom Sender La Dôle ausgestrahlt wird. Die Sendezeit beträgt zwei Stunden pro Tag. Das Schweizer Fernsehen arbeitet nach der CCIR-Norm, also mit einem 625-Zeilen-Bild und 25 Bildwechseln in der Sekunde. Gegenüber dem amplitudenmodulierten Bildträger (Negativmodulation) ist der Tonträger frequenzmoduliert. Der Abstand von Bild- zu Tonträger beträgt 5,5 MHz, die Kanalbreite ist 7 MHz.

Obwohl die Sender sehr hoch gelegen sind, gibt es doch eine ganze Reihe von Ortschaften, zu denen keine direkte Sicht zwischen Sender und Empfänger vorhanden ist. Dabei ist die Entfernung Sender—Empfänger zum Teil relativ gering. Man könnte nun annehmen, ein Empfang in jenen Ortschaften wäre unmöglich. Dies ist jedoch oft nicht der Fall, da die Bergmassive als gute Reflektoren wirken, woraus aber wiederum ein häufiges Auftreten der sogenannten „Geisterbilder" in bestimmten Teilen der Schweiz resultiert. Man begegnet dieser unangenehmen Erscheinung durch sorgfältig konstruierte Antennensysteme (meist Yagiantennen).

Die Berge beeinflußten die Wahl der Polarisation, die jetzt eine horizontale ist, sehr stark. Bei entsprechenden Versuchen wurde folgendes festgestellt: Bei der Ausbreitung der Wellen über einen scharfen Berggipfel scheint es so, als ob ein Wechsel der Polarisation stattfände. Die Stärke des Polarisationswechsels und die sich ergeben-

de Abnahme der Signalstärke hängt von der verwendeten Polarisationsebene ab. Kurz hinter einem Berggipfel ist die Signalstärke bei vertikaler Polarisation größer. In größeren Abständen von diesen, das heißt in den dahinterliegenden Tälern, wo normalerweise die Orte liegen, liefert die Horizontalpolarisation ein besseres Signal.

Nach dem Stockholmer Wellenplan wurden der Schweiz die gleichen Fernsehfrequenzen zugeteilt wie Italien. Man war damals der Meinung, daß die Alpen ein natürlicher Schirm gegen Interferenzen Schweizer und italienischer Stationen sein würden. Die Praxis bewies das Gegenteil. Interessant sind Feldstärkemessungen, die im Berner Oberland vorgenommen wurden. Hier ein Beispiel: Die italienische Station Monte Penice fiel dort mit einer Feldstärke von 100 μ V/m ein. (Entfernung Monte Penice—Berner Oberland etwa 300 km.) Der einzige Ausweg besteht darin, daß den Schweizer und italienischen Sendern verschiedene Frequenzen zugeteilt werden.

Es ist geplant, zur lückenlosen Fernsehversorgung noch eine Anzahl kleinerer Lokalsender bis 50 W Leistung zu bauen, für die der sogenannte Schweizer Kanal (216 bis 233 MHz) vorgesehen ist.

Entnommen aus Wireless World, Februar 1956

Fernsehsender der Schweiz

Sender	Höhe	Versorgungsgebiet	Mittlere Höhe des Versorgungsgebietes	Leistung	Frequenz in MHz Bild	Ton
Ütliberg	1000 m	Zürich	500 m	20 kW	55,25	60,75
Bantiger	1100 m	Bern	600 m	30 kW	48,25	53,75
La Dôle	1600 m	Genf, Lausanne	500 m	100 kW	62,25	67,75
St. Chrichona	650 m	Basel	300 m	3 kW	210,25	215,75

Thema 1 der amerikanischen Industrie:

Wenn die Akademiker fehlen...

In letzter Zeit zeigen sich maßgebende Kreise der westlichen Welt, vor allem der USA, sehr besorgt über einen gewissen Mangel an Akademikern, die in der Wirtschaft eingesetzt werden können. Die Lage ist so kritisch, daß man in den USA bereits von einem Notstand spricht. In der westdeutschen „Chemiker-Zeitung" vom 20. 9. 55 wird in einem Beitrag der Präsident der Manufacturing Chemist Association, William C. Foster, zitiert, der kürzlich auf die Gefahren hinwies, die der amerikanischen Wirtschaft, insbesondere der Chemie und Ingenieurtechnik, infolge Mangel an geeignetem Nachwuchs drohen. Die Zahl der jungen Leute, die sich zum Studium dieser Fächer entschließen, gehe in erschreckender Weise zurück. Ebenso habe sich die Zahl der von den Hoch- und Fachschulen kommenden Ingenieure von 58000 im Jahre 1950 auf 27000 im Jahre 1954 verringert.

Diese Situation sei um so bedenklicher, als die „Verwissenschaftlichung der Industrie" rapide fortschreite und der Bedarf an technisch hochqualifizierten Kräften mit der zunehmenden Technisierung und Automatisierung der Produktion in einem unvorstellbaren Grade wächst.

Die Sorge jener westlichen Kreise wird bei einem Vergleich mit der entsprechenden Entwicklung in der Sowjetunion, wie das in Publikationen der „New York Times" und „News Week" erfolgte, noch größer. In diesen Organen werden einige zahlenmäßige Vergleiche angestellt, die beweiskräftiger und überzeugender sind, als es wohl die Absicht ihrer Verfasser sein konnte. Danach haben 1954 in Amerika 22000 Diplomingenieure ihre Ausbildung beendet, in der Sowjetunion waren es dagegen über 50000. Der Vergleich fällt für die USA nicht günstiger aus, wenn die Zahl der technischen Schulen oder der technischen Fortbildungsschulen in beiden Ländern verglichen wird. Danach existiert in den Vereinigten Staaten knapp die Hälfte der in der Sowjetunion vorhandenen technischen Schulen. Nach Angaben der „New York Times" kommen auf 1,6 Millionen Studenten technischer Fortbildungsschulen in der Sowjetunion nur knapp 50000 Studenten in den USA.

Auch die anläßlich des XX. Parteitages der KPdSU bekanntgewordenen Angaben und Perspektiven über das Bildungswesen in der Sowjetunion sind wenig dazu geeignet, gewisse Befürchtungen der amerikanischen Industriellen zu zerstreuen. Denn während der Zeit des sechsten Fünfjahrplans werden 650000 neue Ingenieure für die Industrie, das Transportwesen, das Bauwesen und Spezialisten für die Landwirtschaft in den Hochschulen der Sowjetunion ausgebildet. Wie kraß das Mißverhältnis auf diesem Gebiet zu den westlichen Staaten sein wird, kann man sich vorstellen, wenn man bedenkt, daß in England gegenwärtig 3000 und in Westdeutschland 2200 Ingenieure jährlich die Hochschulen verlassen. Und man begreift die sorgenvollen Hinweise der westlichen Zeitung „Die Welt", die unter anderem in der Ahnung ihren Ausdruck finden: „Man muß ernsthaft damit rechnen, daß die Sowjetunion in einigen Jahren zumindest auf naturwissenschaftlich-technischem Gebiet die führende Wissenschaftsmacht der Erde sein wird."

Ebenso kritisch wie die geringe Zahl der wissenschaftlichen Nachwuchskräfte wirkt sich der Mangel an Lehrkräften in den USA aus. Die Zahl derer, die bereit sind, den Beruf eines Dozenten an höheren Lehranstalten zu wählen, ist in den letzten vier Jahren in den Vereinigten Staaten um 56 Prozent gesunken, und zwar von rund 9100 auf unter 4000. Viele dieser Kräfte haben sich einträglicheren Beschäftigungen zugewandt.

Lange Zeit nährte die beharrlich ausgestreute Version von der geringeren Qualität der sowjetischen Ausbildung immer noch die Selbstzufriedenheit gewisser Kreise der westlichen Welt. Ihnen allen erteilen unter anderem Auszüge aus dem Beitrag „Fortschritt der Sowjetwissenschaft" (aus „Foreign Affairs", New York) in den westdeutschen „Physikalischen Blättern" Nr. 9 (1955) eine gehörige Lektion. Darin wird hervorgehoben, heute sei nicht mehr daran zu zweifeln, daß die Macht des Sowjetstaates auf wissenschaftlichen Errungenschaften und Leistungen sowjetischer Wissenschaftler und Pädagogen, Ingenieure und Techniker beruht. Man vermerkt, daß die sowjetische Mathematik Gelehrte von höchstem Range besitzt. Auch auf den Gebieten der Kernforschung, der Erforschung tiefer Temperaturen und fester Körper weise die Sowjetphysik hervorragende Leistungen auf. „Tscherenkow entdeckte einen Lichteffekt bei schnell bewegten Kernpartikeln, der nach ihm benannt wurde und in der ganzen Welt Gegenstand gründlicher Untersuchungen ist."

Schließlich heißt es abschließend, man dürfe weder die Fähigkeiten der sowjetischen Wissenschaftler unterschätzen noch die Tatsache aus den Augen verlieren, daß für die Einrichtung von Laboratorien zur Förderung der wissenschaftlichen Forschung, für den Fortschritt der Technik und die Ausbildung von Nachwuchskräften in der Sowjetunion gewaltige Geldmittel aufgewendet werden. „Die führenden Köpfe der sowjetischen Wissenschaft und Technik erhalten jede materielle Unterstützung, die die Sowjetunion zu bieten hat, einschließlich vorbildlicher Forschungsmöglichkeiten und zahlreicher Hilfskräfte."

Wie gänzlich anders sieht es um die Förderung der Wissenschaft und der Wissenschaftler nach Angaben westdeutscher Organe in den USA und überhaupt in der westlichen Welt aus. Die „Chemiker-Zeitung" muß feststellen, wie schlecht in den USA oft selbst Professoren bezahlt werden und wie wenig Interesse — eben aus diesem Grunde — für die Lehrberufe überhaupt vorhanden ist. Diese Zeitschrift vergißt nicht hinzuzufügen, daß man dabei an die gleichen Probleme in Westdeutschland erinnert werde. Wörtlich heißt es: „Auch hier finden begabte Wissenschaftler vom Finanziellen her überhaupt keinen Anreiz, sich der Forschungs- und Lehrtätigkeit an einer Universität zu verschreiben, die Bezahlung in der Industrie ist weitaus attraktiver."

Solche Aspekte machen die ernsten Sorgen gewisser Kreise in den kapitalistischen Ländern begreiflich.

Dr. Fr. Schindler

BERTRAM BAHR

EIN *moderner* AMATEU

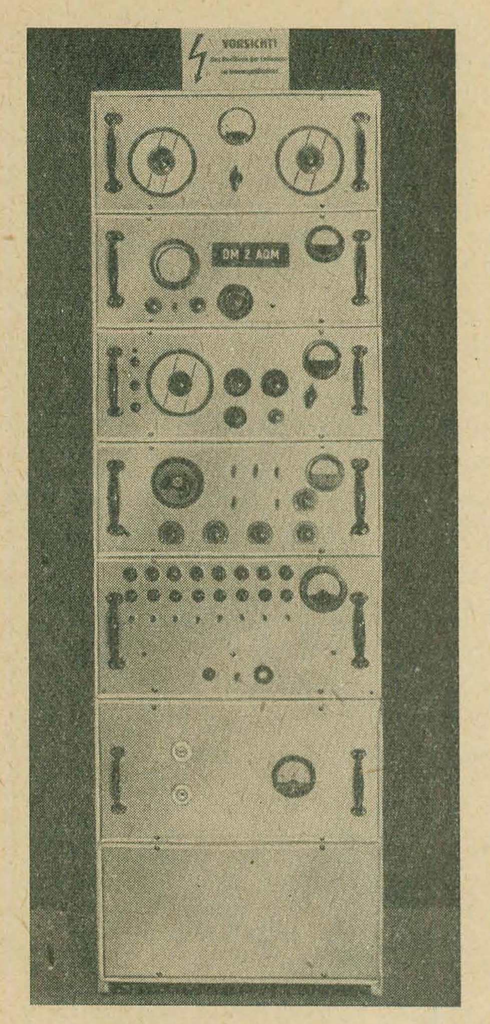
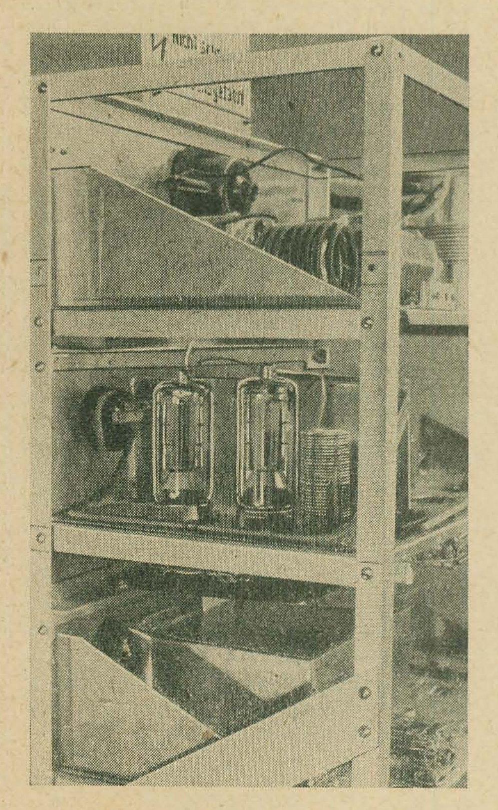


Bild 1: Gesamtansicht des Senders, die einzelnen Einschübe siehe auch Bilder 4 bis 8

Bild 2: Blick auf die drei HF-Einschübe. Hier ist auch deutlich der Aufbau des Gestellrahmens zu erkennen



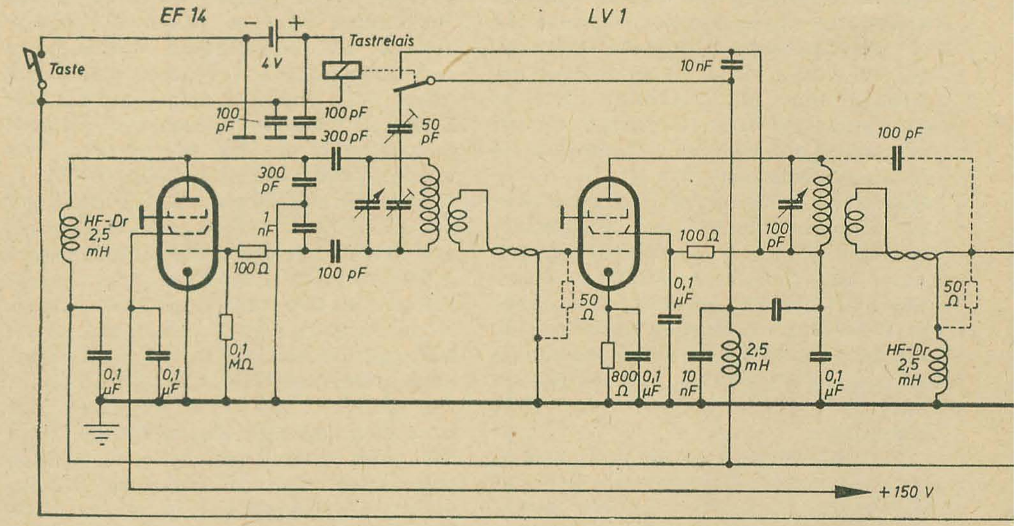
Die Anforderungen, die man heute an die Sendeanlage eines Amateurs stellt, sind, dem Stande der Technik entsprechend, sehr hoch. Beim Aufbau eines Senders müssen folgende Punkte unbedingt beachtet werden:

1. Konstanz des Oszillators für einwandfreien Betrieb auch noch im 28-MHz-Band,
2. klickfreie Tastung ohne chirp, T 9. — Möglichkeit für BK-Verkehr,
3. Betrieb auf allen Bändern,
4. möglichst geringer Aufwand,
5. Umschaltung von „Einpfeifen" — „Senden" — Empfang" mittels eines Schalters.

Um die erforderliche Frequenzkonstanz zu erreichen, wurde beim Oszillator die Colpitts-Schaltung verwendet (Bild 3). Bei der gewählten Aufteilung können Änderungen der Elektrodenkapazitäten nur wenig oder gar nicht auf den Kreis eingehen. Da die Gitter-Katoden-Kapazität größeren Änderungen ausgesetzt ist, wurde mit 1000 pF parallel eine fast vollständige Ausschaltung dieser Fehlerquelle erreicht. Trotzdem bleibt ein normales L/C-Verhältnis bestehen. Um eine bessere Lüftung der Kondensatoren zu erreichen, damit sie Schwankungen nicht so ausgesetzt sind, wurden große Ausführungen mit 2% Genauigkeit gewählt, wobei der Durchmesser nicht unter 10 mm und die Länge etwa 40 bis 50 mm betragen soll. Die beiden 300-pF-Kondensatoren sind ockerfarbige Typen, der 1000-pF-Kondensator ist hellgrün und der zu 100 pF dunkelgrün. Die Spule von 20 μH besteht aus einem Keramikkörper mit eingebrannten Silberwindungen. Der Spulenkörper ist vor dem Einbau gründlich mit Tetra auszuwaschen und darf dann nur noch mit der Pinzette berührt werden!

Um nun trotz der großen Kapazitäten und der verhältnismäßig kleinen Gitterwechselspannung ein einwandfreies Schwingen des Oszillators zu gewährleisten, ist eine Röhre mit großer Steilheit erforderlich (EF 14, 6 AC 7, LV 1). Dadurch ist es ohne weiteres möglich, die Änderung der Frequenz, bezogen auf 3,5 MHz, bei etwa 10^{-5} zu halten.

Ein weiteres Problem stellte die Tastung dar. Um die Möglichkeit eines BK-Verkehrs zu haben, ist die Tastung einer Pufferstufe oder gar der PA nicht möglich. Meist wird durch Anlegen einer hohen negativen Spannung in den Zwischenzeiten eine Sperrung der Röhre erreicht (sogenannte Gittersperrspannungstastung). Untersuchungen ergaben jedoch, daß diese Art der Tastung beim Ein- und Ausschwingen Pendelschwingungen verursacht, die den UKW-Rundfunk erheblich stören. Es wurde deshalb eine Frequenzumtastung angewendet, deren Aufbau verhältnismäßig einfach ist. Als Relais dient der Typ 57/a (54/a) von Siemens, welcher sich wegen der Keramikisolation der Kontakte sehr gut eignet. Das Relais legt in seiner Ruhestellung einen Trimmer zum Schwingkreis parallel, der die Frequenz um etwa 50 kHz verringert. Gleichzeitig werden die Betriebsspannungen der Pufferstufe abgeschaltet. Da sich beim Tasten, zeitlich gesehen, zunächst der Oszillator auf die Arbeitsfrequenz einstellt und dann die Pufferstufe ihre Spannungen bekommt, wird immer ein sauberes Ein- und Aussetzen der Zeichen der Fall sein. Dadurch, daß der VFO durchläuft, wird außerdem eine größere Frequenzkonstanz erreicht. Konstruktiv muß vom Relais die Kappe entfernt werden, damit man die Kontakte möglichst dicht an den Schwingkreis heranbringen kann, um dadurch sehr kurze Zuleitungen zu erhalten (Achtung! Das Material läßt sich nicht löten, von den eingeklemmten Zuleitungen muß man ein Stückchen als Lötfahne verwenden!) Mit diesem Relais



RSENDER

lassen sich mühelos Zeichen bis zum Tempo 100 geben.

Die Pufferstufe wird über eine Linkleitung angeschlossen. Um wilde Schwingungen zu vermeiden, kann man die Leitung mit einem entsprechenden Widerstand abschließen (etwa 50 Ω). Zum Aussteuern genügen bei diesen modernen Endpentoden 4 bis 5 V. Bei entsprechendem R_a geben sie eine Wechselspannung bis zu 200 V ab, die zur Vervielfachung ausreicht. Dazu trägt auch die hohe, der Anodenspannung entsprechende Schrimgitterspannung bei. Der Anodenkreis des Puffers ist auf 80 m und 40 m abstimmbar, was sich mit einem 100-pF-Drehkondensator erreichen läßt. Durch das hohe L/C-Verhältnis erhält man gleichzeitig für das 40-m-Band einen großen Resonanzwiderstand. Für die Spule wurde ein 35-mm-Sternkörper verwendet, der eine Wicklung von 28 bis 33 Windungen 0,4 CuL-Draht besitzt. Der genaue Abgleich ist bei eingebauter und geheizter Röhre vorzunehmen. Bei dieser Stufe ist auf sauberen Aufbau und kürze te Leitungsführung besonders zu achten, da ein C von 100 pF für das Bestreichen von 3,5 bis 7,1 MHz sehr knapp bemessen ist.

Die folgende P 10 verdoppelt auf 20 m und verdreifacht auf 15 m. Für jedes Band wird eine Spule benutzt, die jeweils mit einem keramischen Schalter eingeschaltet wird. Um im 80-m-Band eine Selbsterregung zu vermeiden, wurde eine 2,5-mH-Drossel zwischengeschaltet. Die Röhre arbeitet dann als Pufferstufe. Für die anderen Bänder werden folgende Spulen benutzt:

40 m: Sternkörper 35 mm Ø, 25 Wdg. 0,8 CuL,
20 m: Rundkörper 25 mm Ø, 8 bis 10 Wdg. 0,8 CuL,
15 m: Freitragende Spule 15 mm Innendurchmesser, 8 Wdg. 1,5 CuL (mit Abstand).

Auch diese Spulen müssen beim Einbau genau abgeglichen werden. Zweckmäßigerweise wird eine Windungszahl gewählt, die bei $^1/_2$ bis $^2/_3$ herausgedrehtem Drehkondensator mit dem Dip-Meter Resonanz ergibt, damit Resonanzänderungen, die durch das Anschalten der nächsten Stufe entstehen, noch gut ausgeglichen werden können. Die angegebenen Windungszahlen sind nur Richtwerte und abhängig vom Aufbau und dem verwendeten Schaltertyp. Um jede Selbsterregung mit Sicherheit zu vermeiden, muß das Schirmgitter nach dem kalten Ende des Anodenschwingkreises zu abgeblockt werden. Diese zweite Pufferstufe wird über einen Kondensator angekoppelt. 100 pF ergeben eine ausreichende Spannung am Gitter der Verdopplerstufe. In beiden FD-Stufen werden Drehkondensatoren von etwa 100 pF verwendet. Diese müssen keramische Isolation haben. Andernfalls können unter Umständen die Haltestücke aus Trolitul oder ähnlichem HF-Material nachgearbeitet werden.

Da die P 10 fast senkrecht unter der LS 50 angeordnet ist, erfolgte die Verbindung zum Treiber über 100 pF, die direkt am Drehkondensator liegen, und einen kleinen Draht zur Verlängerung. Die Selbsterregung, die sich vielleicht nur durch ein stärkeres Rauschen im Empfänger bemerkbar macht, muß hier wirksam unterbunden werden. Ein Aluminiumrohr (9 cm Ø, 5 cm lang) umschließt Gitteranschlüß und Verbindungsdraht, ohne daß merkbare Verluste auftreten. Am gemeinsamen Erdungspunkt dieser Stufe liegt auch der Kondensator, der die Heizung abblockt. Die Gittervorspannung für PA und Treiber werden aus einem gemeinsamen Spannungsteiler gewonnen. Diese Maßnahme verlangt, daß die negative Spannung an der Widerstandskombination abgeblockt wird. Heizung und Gittervorspannung werden abgeschirmt verlegt.

Der Treiberschwingkreis liegt oberhalb des Chassis zwischen der Box, die die DG 7 - 1 enthält, und der Abschirmwand nach den PA-Röhren hin.

In der Mitte des Sockels der LS 50 befindet sich ein Abschirmblech, das eine saubere Trennung zwischen Ein- und Ausgang ermöglicht. Es ist an dem Katodenanschluß und einem Heizungsanschluß direkt angelötet.

Der Anodenkreis der Treiberröhre ist als Allbandabstimmaggregat ausgelegt, wodurch ein Schalter und damit unnötige Kapazitäten vermieden werden. Aggre-

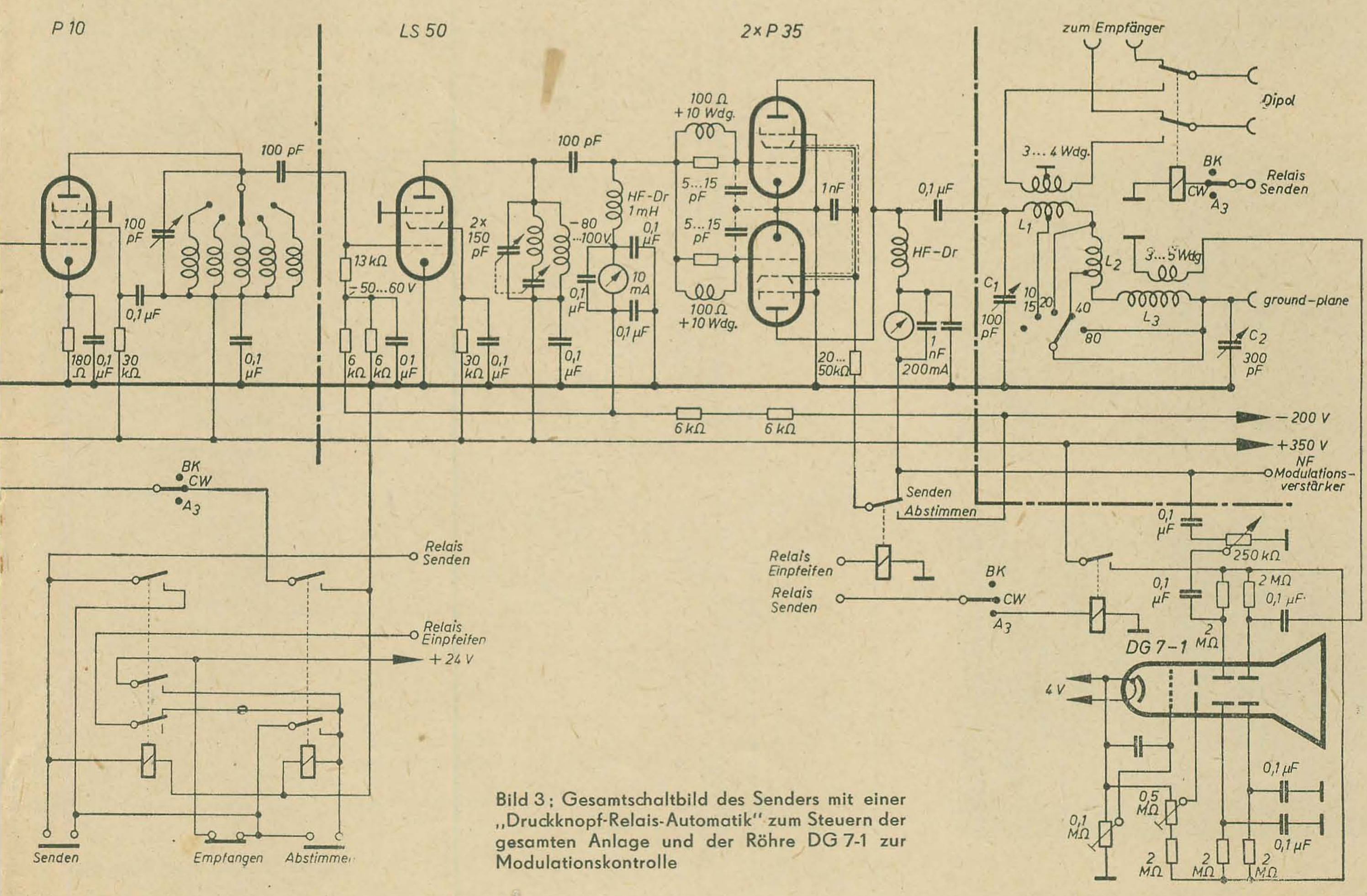
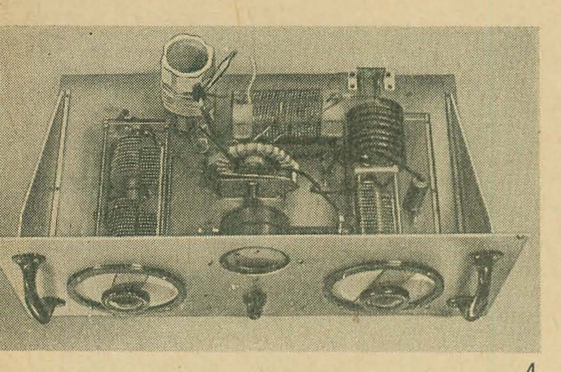
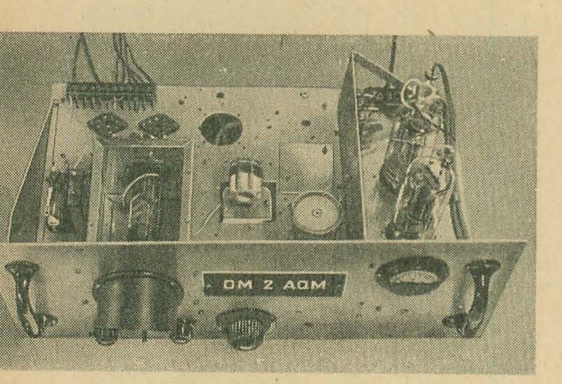


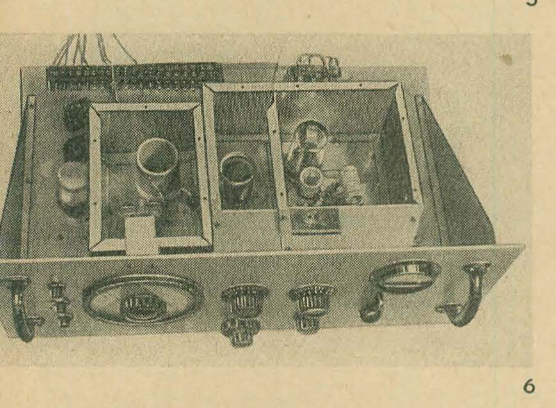
Bild 3: Gesamtschaltbild des Senders mit einer „Druckknopf-Relais-Automatik" zum Steuern der gesamten Anlage und der Röhre DG 7-1 zur Modulationskontrolle



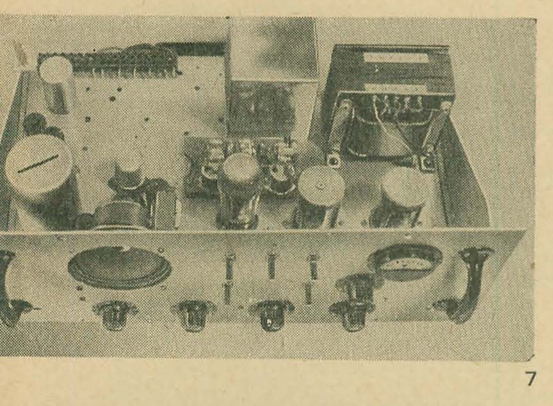
4



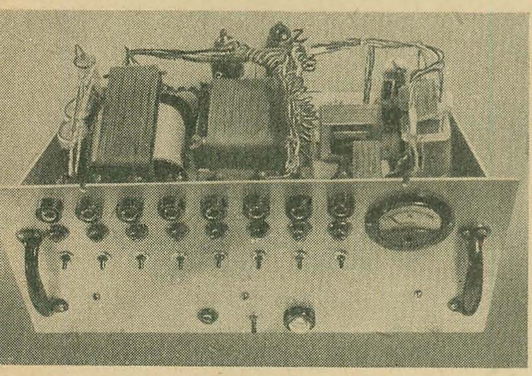
5



6



7



8

gate dieser Art bestehen aus zwei Spulen, die mit einem Doppeldrehkondensator abgestimmt werden. Bild 11a zeigt so einen Schwingkreis im Prinzip. Bei den niedrigen Frequenzen (3,5 bis 7,3 MHz) ist der induktive Widerstand von L_2 so klein, daß er vernachlässigt werden kann und C_1 und C_2 parallel zu L_1 liegen. Dann sieht der Schwingkreis für 80 m und 40 m wie im Bild 11b aus.

Für die drei höheren Bänder (20 m, 15 m, 10 m) wirkt L_1 wie eine Drossel, die parallel zu C_1 liegt. Der Schwingkreis bekommt nun ein anderes Gesicht und wirkt jetzt so, wie im Bild 11c gezeigt. L_2 wird hier von C_1 und C_2 in Serie abgestimmt.

In der Praxis kann die Wirkung des einen Schwingkreises nicht von der des anderen getrennt werden. Es müssen also zum genauen Abgleich beide Spulen angeschaltet werden. Ein Dip-Meter eignet sich sehr gut, um den Vorabgleich durchzuführen. Die Resonanzpunkte der einzelnen Bänder dürfen sich nicht überdecken. Bei hereingedrehtem Kondensator liegt also das 80-m- und 20-m-Band und bei herausgedrehtem das 40-m- und 10-m-Band, etwas davor das 15-m-Band; der Reihe nach also das 80-, 20-, 15-, 40- und 10-m-Band. Die Spulen sollen mit ihrer Windungsebene um 90° gegeneinander versetzt sein. L_1 (die 80-m-40-m-Spule) enthält 12 Wdg. 0,8 CuL auf dem Sternkörper. Es wird in der Reihenfolge 1-1- frei -2-2-2-2-2 gewickelt, Für L_2 (20 m, 15 m, 10 m) wurden 7 Wdg. 0,8 CuL ebenfalls auf einen Sternkörper gebracht mit je einer Windung und einer Rille Abstand.

Die Auskopplung zur Endstufe erfolgt an der Anode des Treibers über 100 pF. Direkt am Gitteranschluß der PA liegt eine UKW-Sperre, die sehr zur Stabilisie-

Bild 4: π-Filter als Tankkreis und Antennenabstimmung

Bild 5: Einschub mit Endstufe, Treiber und Modulationskontrollröhre DG 7—1

Bild 6: Oszillator-, Puffer- und Verdopplerröhre. Die Unterteilung in Abschirmkästen ist für ein sauberes Arbeiten unerläßlich

Bild 7: Der Modulationsverstärker. An der rechten Seite die Leistungsstufe. Clipper-Filter und Modulationstrafo sind im Betrieb abgeschirmt

Bild 8: Netzteileinschub. Links der Trafo für die 350-V-Spannung, in der Mitte der für die Hochspannung für die PA. An der Frontplatte die einzelnen Schalter mit Sicherungen und Glimmlampen

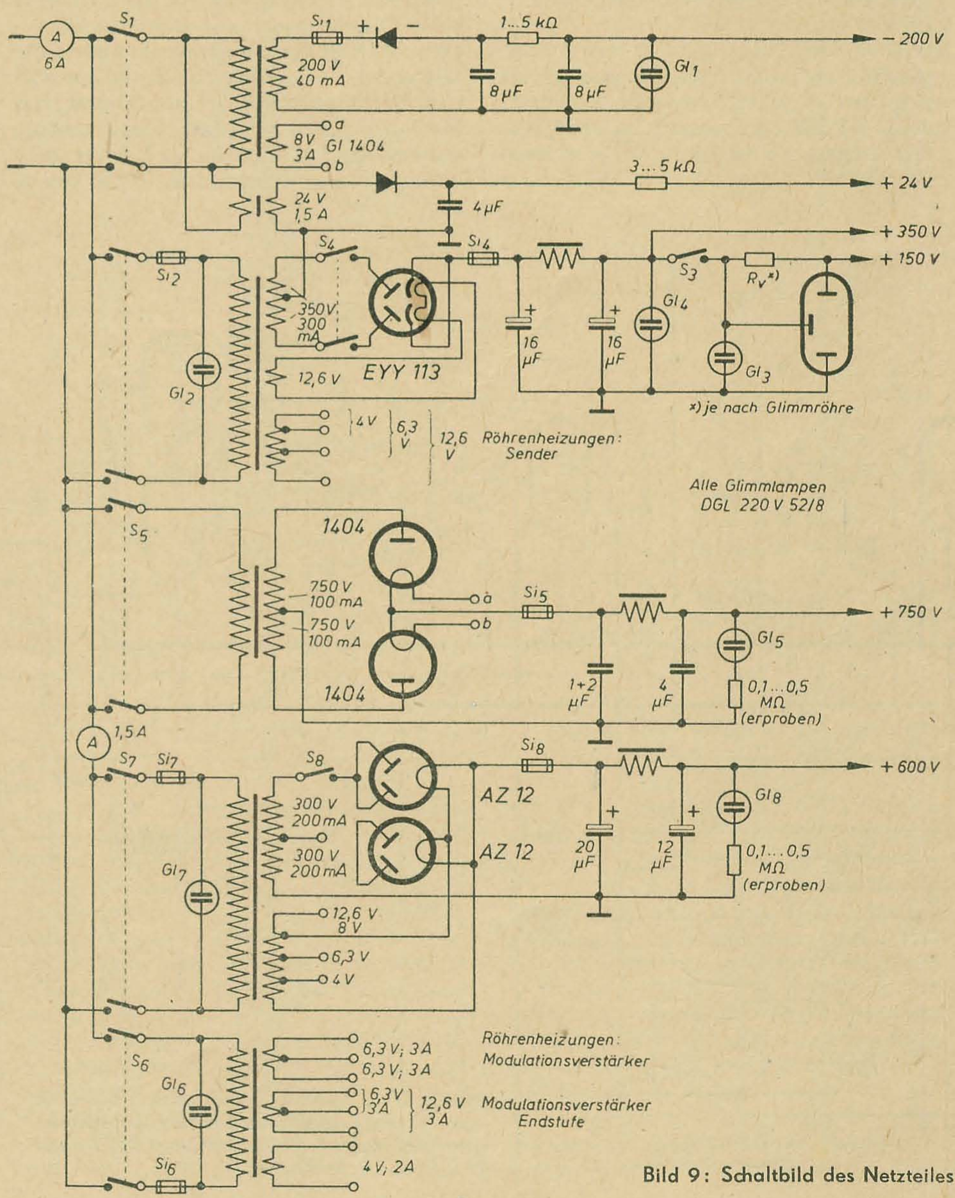
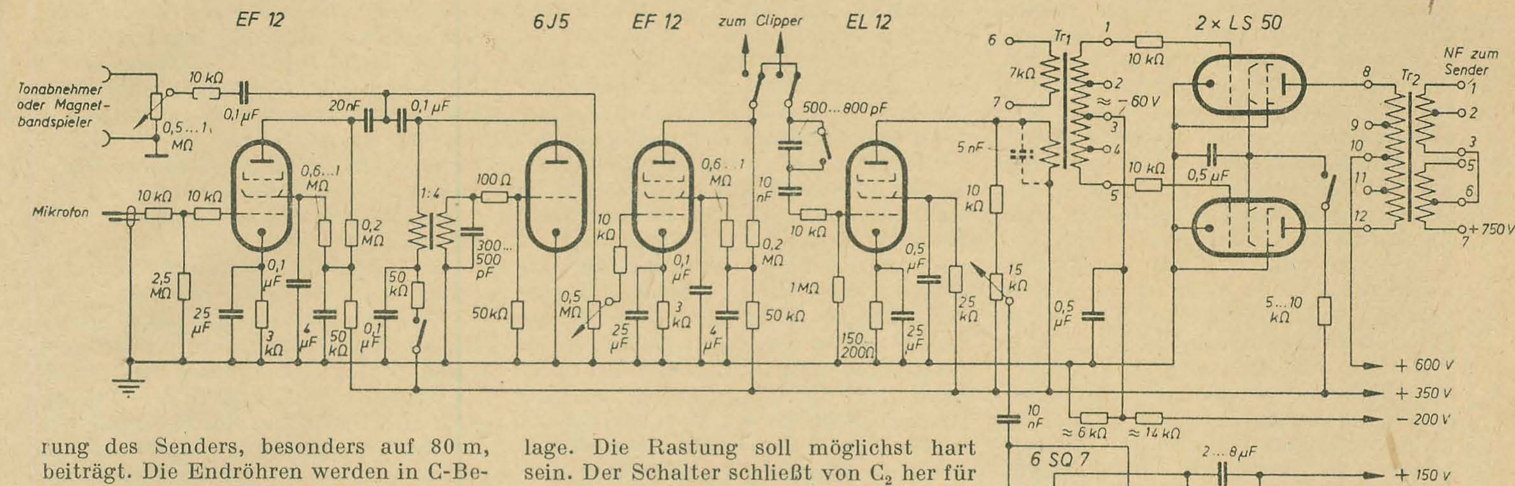


Bild 9: Schaltbild des Netzteiles



rung des Senders, besonders auf 80 m, beiträgt. Die Endröhren werden in C-Betrieb gefahren. Das Schirmgitter liegt an einem Relais und wird zum Abstimmen an die negative Spannung gelegt. Die Heizung ist direkt an den Sockelanschlüssen verblockt, da Treiber und PA an derselben Trafowicklung liegen. Die Speisung erfolgt parallel über eine Drossel. Hierauf muß einige Sorgfalt verwendet werden. Da diese Drossel alle Frequenzen zwischen 3,5 und 30 MHz sperren soll, ist ihr Aufbau entsprechend vorzunehmen. Die hier eingebaute Drossel enthält, auf einen großen Sternkörper gewickelt, je Kammer 3 Wdg. (35 mm Ø), 0,8 mm CuL. Besser bewährt, besonders auf den höheren Bändern, hat sich eine Drossel, die in der ersten Kammer 5 Wdg., in der zweiten 15 Wdg., in der dritten Kammer 25 Wdg. und in jeder anderen Kammer bis zur Hälfte des Körpers je 40 Wdg. 0,2 mm CuL hat. Die Seite mit den wenigen Windungen liegt an der Anode der PA. Auch hier geht es nicht ohne Probieren (Vorsicht, Hochspannung!), da beim Arbeiten mit zwei parallelen Röhren grundsätzlich andere Bedingungen herrschen als bei einer Röhre allein. Der Tankkreis ist als Collinsfilter ausgebildet. Diese Art der Abstimmung setzt sich immer mehr durch, da damit Oberwellen gut unterdrückt werden können, was besonders auf 28 MHz nötig ist (TVJ). Außerdem wird ein Abstimmknopf eingespart.

Der Aufbau des Tankkreises (Bild 4) weist einige Besonderheiten auf. Ein 100-pF-Drehkondensator (C 1, Bild 3) mit großem Plattenabstand dient zur Abstimmung. Dadurch wurde es notwendig, für 80 m eine zusätzliche Induktivität einzuschalten, um auf Resonanz zu kommen. Die Spule wurde deshalb in drei Teilen aufgebaut. Die Spule L_1 besitzt $7^1/_2$ Windungen aus 6-mm-Cu-Rohr. Sie wurde auf eine Trolitulplatte montiert, die einen Ausschnitt über den Anodenanschlüssen der Endstufe abdeckt. Der Auskopplungsdrehkondensator (C_2) des Collinstankkreises hat 300 pF.

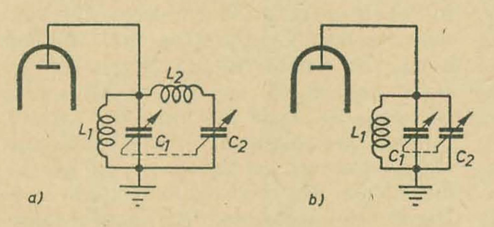
Im rechten Winkel zu L_1 liegt, etwas über der Chassisplatte erhöht, eine zweite Spule (28 Wdg., 1,5 mm Ms auf Keramikkörper 60 mm Ø). Die dritte Spule (8 Wdg., 2 mm Cu BB auf Keramikkörper 60 mm Ø) wurde senkrecht zur zweiten angeordnet, so daß sich kürzeste Leitungen ergaben. Zum Umschalten auf die einzelnen Bänder dient ein keramikisolierter Schalter mit doppelter Kontaktauflage. Die Rastung soll möglichst hart sein. Der Schalter schließt von C_2 her für die einzelnen Bänder entsprechende Windungen kurz. Und zwar liegen die Abgriffe bei:

80 m: volle Induktivität,
40 m: 7 Windungen vom „kalten Ende" auf L_2,
20 m: zwischen L_1 und L_2,
15 m, 10 m: in der Mitte von L_1.

Alle Verbindungen wurden mit 1,5-mm-Kupferdraht ausgeführt. Es muß bei Lötarbeiten auf so starkem Material darauf geachtet werden, daß das Zinn gut fließt, sonst gibt es kalte Lötstellen.

Die Antennenauskopplung erfolgt an zwei Stellen. Für 80 m und 40 m wird eine 120-m-L-Antenne benutzt, die normal an das Collinsfilter angeschlossen wird, für 20, 15 und 10 m eine Dipolantenne, die über eine Koppelschleife (4 Wdg., 1 mm CuL auf Sternkörper 35 mm Ø, Mitte geerdet) in L_1 eingespeist wird. Um die Richtwirkung dieser Antenne auch für den Empfang auszunutzen, wird eine zweipolige Antennenumschaltung nach DM 2 ACM benutzt. Das Relais wird über die Druckknopfsteuerung automatisch mit bedient.

Bild 10: Schaltbild des Modulationsverstärkers



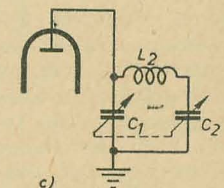


Bild 11: Schwingkreis der Treiberstufe. a) Prinzipschaltbild; b) Ersatzschaltbild für 80 m und 40 m; c) Ersatzschaltbild für 20 m, 15 m und 10 m

Der Modulationsverstärker (Bild 10) ist im ersten Bauabschnitt bis zur Treiberröhre geschaltet. Zwei EF 12 und eine EL 12 geben einer zur Anodenmodulation nachgeschalteten Endstufe genügend Leistung ab. Ein Clipperfilter wurde vorgesehen, ist aber noch nicht eingebaut, da die Verkleinerung des Ankopplungskondensators vor der EF 12 eine genügende Frequenzbeschneidung ergab. Die Treiberröhre arbeitet auf einen Spezialtrafo, der neben der Wicklung für die nachgeschaltete Endstufe eine Wicklung mit der gleichen Impedanz der Anodenwicklung enthält. Diese Wicklung kann für G_1—G_3 und Schmalbandfrequenzmodulation benutzt werden.

Die nachgeschaltete Endstufe arbeitet im Gegentakt auf einen Modulationstransformator, dessen Sekundärseite als Vielimpedanztyp ausgelegt ist, wodurch auch bei der Wahl anderer Betriebsbedingungen der Endstufe die richtige Anpassung ermöglicht wird. Die Leistungsstufe arbeitet in B-Betrieb mit einer Gittervorspannung von etwa 60 bis 70 V, die aus der negativen Spannungsleitung entnommen wird.

Das Chassis weist noch genügend Platz auf, so daß noch ein Tongenerator eingebaut werden konnte, der zur Modulationskontrolle und Überprüfung des Verstärkers dient. Eine BK-Einrichtung für Telefonie konnte die Vorteile einer CQ-Maschine auch für den A_3-Betrieb nutzbar machen. Das Relais (Typ Siemens 57/a) arbeitet dann parallel zur Taste, ein Magnettonbandgerät verrichtet den Dienst einer „Gebetsmühle".

Der Kondensator muß so dimensioniert sein, daß das Relais bei normaler Sprache die Zeitspanne zwischen zwei Worten festhält, während es bei größerer Unterbrechung abfällt. Dadurch geht zwar beim Ansprechen die erste Silbe verloren, was man jedoch durch Räuspern oder Klopfen an das Mikrofon vermeiden kann.

Zur Modulationskontrolle dient die DG 7-1 (Bild 3). Da im Sender alle Spannungen mit ihrem negativen Potential an Masse liegen, ergibt sich eine etwas andere Schaltung, als es sonst beim Oszillografen üblich ist. Die Anode wurde mit den Ablenkplatten über 2 MΩ an die positive Spannung gelegt. Die Regelung der Strahlschärfe und Helligkeit erfolgt am Wehneltzylinder bzw. am Gitter. Die

Katode liegt direkt an Minus, womit gleichzeitig ein Anschluß der Heizung geerdet wird. Die Zuführung der NF bzw. modulierten HF-Spannung erfolgt über spannungsfeste Kondensatoren. Eine Anodenspannung von 350 bis 400 V erwies sich bei diesem Typ als ausreichend. Damit wird gleichzeitig eine größere Ablenkempfindlichkeit erreicht. Der größere Lichtpunkt fällt nicht ins Gewicht. Die Anodenspannung wird nur bei Betrieb „Senden A_3" oder „A_2" durch ein Relais angelegt. So kann kein Brennfleck in der Mitte des Bildschirms entstehen.

Die Steuerung der gesamten Anlage erfolgt über eine Druckknopf-Relais-Automatik. Die Benutzung von Druckknöpfen wird durch einen sogenannten „Selbsthaltekontakt" ermöglicht. Parallel liegt zum Druckknopf, der den Arbeitskreis schließt, ein Arbeitskontakt des entsprechenden Relais. Dieses hält sich nun durch den von ihm selbst geschlossenen Kontakt in der Arbeitsstellung. Es fällt erst ab, wenn durch einen zweiten Knopf (Ruhekontakt, nicht Schließen, sondern Öffnen eines Kontaktes bei Druck) der Stromkreis unterbrochen wird.

Bei „Abstimmen" bzw. „Einpfeifen" spricht ein Relais an, das gleichzeitig mit einem zweiten Arbeitskontakt das Tastrelais betätigt. Über einen Ruhekontakt vom Relais „Senden" wird das Relais am Gitter 2 der PA angesteuert. Bei „Senden" spricht das dazugehörige Relais an, das gleichzeitig Relais „Einpfeifen" mit Arbeitsstrom versorgt, jedoch wird das Relais am Gitter 2 der PA nicht mehr angesteuert. Parallel zum Relais „Senden" liegen alle auf Senden arbeitenden Relais. Das Antennenumschaltrelais wird ebenfalls über die Steuerung bedient.

Die Taste liegt am Umschalter CW — BK — A_3. In Stellung „CW" kann der Taststromkreis, außer beim Einpfeifen, nur über die Taste geschlossen werden. Damit ist es auch nur bei gedrückter Taste möglich, die Antenne abzustimmen. Um die Antenne umzuschalten, muß man wieder Knopf „Senden" bedienen. Bei BK-Verkehr wird die Antenne fest an den Sender gelegt und der Sender allein durch Tastendruck in Betrieb gesetzt. In Stellung „A_3" muß die Taste abgeschaltet sein. Nun bekommen auch die Relais Anode DG 7-1, Endstufennetzteil Sender und Endstufennetzteil Modulator bei „Senden" Arbeitsstrom. Dazu wird der Schalter, der im Netzteil parallel zum Relais liegt, geöffnet. Bei Defekten in der Automatik kann während des QSO's in Stellung „BK" der Sender mit der Taste in Betrieb genommen werden. Die Instrumente in der Gitter- und Anodenleitung der PA genügen beim Betrieb des Senders. Beim Abstimmen wird das Schirmgitter der PA an die negative Spannung gelegt. Dadurch arbeiten die Röhren als Voltmeter, und die Vorkreise werden auf größten Ausschlag des Gitterinstrumentes gebracht. Das Instrument sitzt im Einschub des VFO, deshalb muß besonders auf gute Abschirmung geachtet werden.

Die Zuleitungen, sowie das Instrument in der Anodenleitung der PA selbst, sind abgeschirmt, um wilde Schwingungen zu vermeiden. Der Netzteil ist entsprechend der Senderleistung und wegen des bei Anodenmodulation großen Leistungsbedarfs reichlich dimensioniert. In den Einschüben 1, 2 und 3 sind die Transformatoren und Kondensatoren untergebracht.

Die räumlich großen Kondensatoren für die PA-Anodenspannung wurden im Einschub 1 untergebracht. Im Einschub 2 befindet sich der Netzteil des Modulators und der PA-Anodenspannung. Ein Instrument zeigt hier den gesamten Stromverbrauch an. Sicherungen von 4 A und ein kompaktes Schaltaggregat dienen zur netzseitigen Abschaltung. Ein Mehrfachkabel stellt die Verbindung mit den Betriebsschaltern für den Modulatornetzteil im Einschub 3 her. Über eine Steckdose erfolgt die Netzzuleitung für den gesamten Einschub 3. Im Einschub 2 sitzt noch unterhalb der Chassisplatte die HF-Netzdrossel. Ein Transformator für 24 V liefert die Relaisspannung. Die Siebung erfolgt nach Gleichrichtung mittels eines Kondensators von etwa 400 μF und eines 3-kΩ-Widerstandes. Alle Spannungen können einzeln eingeschaltet werden.

Die einzelnen Einschübe sind mit etwa 1,75 m langen Schnüren mit dem jeweiligen Netzteil verbunden. Schraubklemmreihen aus der Installationstechnik eignen sich hierfür besonders gut. Da die Verbindungsschnüre länger als erforderlich sind, kann jeder Einschub nach vorn herausgenommen werden, um ihn zum Abgleich bzw. zur Reparatur bequem auf einen danebenstehenden Tisch stellen zu können. Aus dem Grunde sind auch Steckerleisten unpraktisch, da sie einen Betrieb außerhalb des Gestells nicht erlauben. Ratsam ist es, nachdem man die Leitungen zu Kabelbäumen verbunden und am Gestellrand hochgeführt hat, die Kabel sowohl am Netzteil als auch am jeweiligen Einschub mit kleinen Schildchen zu versehen.

Das Gestell besteht aus Winkel-Duraluminium. Die Einschübe 1, 2 und 3 haben eine Frontplattenhöhe von 250 mm. Alle anderen Frontplatten sind 200 mm hoch. Die Breite beträgt wegen des gerade vorhanden gewesenen Materials 500 mm, die Tiefe 300 mm. Die Chassis sind an ihrer hinteren Seite etwa 10 mm abgekantet, um ein Verwinden der Bleche durch die Bearbeitung zu vermeiden. Durch die Aufteilung in einzelne Einschübe bleibt auf jeder Aufbaueinheit noch genügend Platz zu Ergänzungen bzw. Umbauten. Außerdem kann dann nebenbei eine neue Stufe aufgebaut werden, ohne daß der ganze Sender dem „Abbruch" verfällt. Man ist also trotz des Umbaues immer qrv.

Durch den Gestellaufbau treten natürlich besondere Abschirmprobleme auf. Der VFO und die Verdopplerstufen sind in getrennten Boxen aufgebaut, die eine saubere Trennung ermöglichen. Unter dem Chassis sind die Röhren mit Ein- und Ausgang ebenso durch Abschirmkästen voneinander getrennt. Dadurch gelang es, den Sender auch auf 80 m, bei 5 Stufen geradeaus, auf Anhieb vollkommen rückwirkungsfrei zum Arbeiten zu bringen.

Der Aufbau einer so großen Station wird naturgemäß nicht jedem möglich sein. Jedoch überschätzt man meistens den Aufwand. An Stelle diverser Einzelgeräte bietet diese Zusammenfassung eine bessere Übersicht und ist auch räumlich viel günstiger. Besonders für den Aufbau von Klubstationen wird die Gestellbauweise wegen ihrer leichteren Bedienung vorteilhafter sein.

Zum Schluß seien noch einige Hinweise gegeben.

Die 100-pF-Drehkondensatoren in der ersten und zweiten FD-Stufe sind calitisoliert. Sie sind in fast jedem älteren Rundfunkgeschäft als „Ladenhüter" noch vorhanden, ebenso eventuell der 2× 140-pF-Split-Drehkondensator der Treiberstufe. Allerdings war das ein Zufall, und bis dahin wurde ein selbstgebauter verwendet, der aus drei der oben beschriebenen 100-pF-Drehkondensatoren zusammengesetzt war. Eine industrielle Fertigung ist nicht bekannt, und wir wären für Hinweise dankbar.

Die Spulenkörper (20 μH mit eingebrannter Windung, kleiner Rundkörper 25 mm Ø und kleiner und großer Sternkörper 35 mm Ø) können von der Abteilung „Materialversorgung" des Zentralvorstandes der GST bezogen werden. Die beiden Transformatoren des Modulationsverstärkers sind Sonderanfertigungen. Angaben der Wickeldaten siehe Tabelle 1.

Das im VFO verwendete Relais kann von der Firma Panier, Leipzig, Reichsstraße, bezogen werden.

Für die Kondensatoren des Collinsfilters kann man bis etwa 150 W Input normale 2× 500-pF-Drehkondensatoren der Rundfunktechnik verwenden, die hintereinandergeschaltet sowohl als Abstimmals auch als Ausgangskondensatoren geeignet sind.

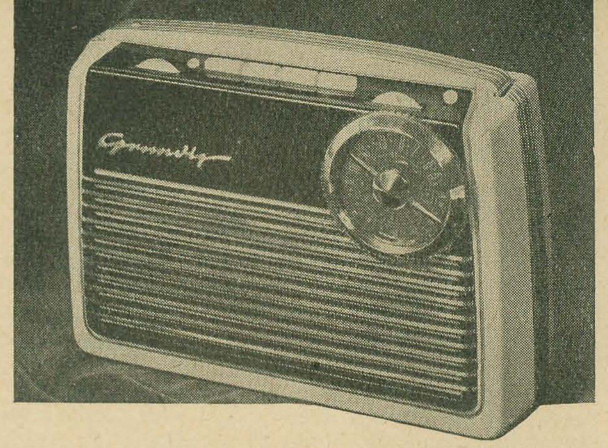
Der Schalter in der FD-Stufe ist ein altes Fabrikat, das bei Panier, Leipzig, zu haben war. Der im Collinsfilter war das Geschenk eines alten Amateurs. Im anderen Falle hätte man eine Steckspule verwenden müssen, wobei die Anschlüsse mittels Schrauben verbunden werden.

Tabelle 1

Tr 1 Kern: E I 105 × 35. 0,1 mm Luftspalt		
Primär:	3000 Wdg. 0,16 Ø	
Sekundär I:	1500 Wdg. 0,12 Ø	1 — 2
	1500 Wdg. 0,16 Ø	2 — 3
	1500 Wdg. 0,16 Ø	3 — 4
	1500 Wdg. 0,12 Ø	4 — 5
Sekundär II:	3000 Wdg. 0,1 Ø	6 — 7
Sekundär I:	1 — 3 — 5 = 2 × 100	
	2 — 3 — 4 = 2 × 50	
	wahlweise Belastung	
Sekundär II:	6 — 7 = 100 max. i. W	
Tr 2 Kern: E I 120/56, 0,2 mm Luftspalt		
Primär:	320 Wdg. 0,15 Ø	8 — 9
	760 Wdg. 0,2 Ø	9 — 10
	760 Wdg. 0,2 Ø	10 — 11
	320 Wdg. 0,15 Ø	11 — 12
Sekundär:	500 Wdg. 0,3 Ø	1 — 2
	1500 Wdg. 0,15 Ø	2 — 3
	1500 Wdg. 0,15 Ø	5 — 6
	500 Wdg. 0,3 Ø	6 — 7

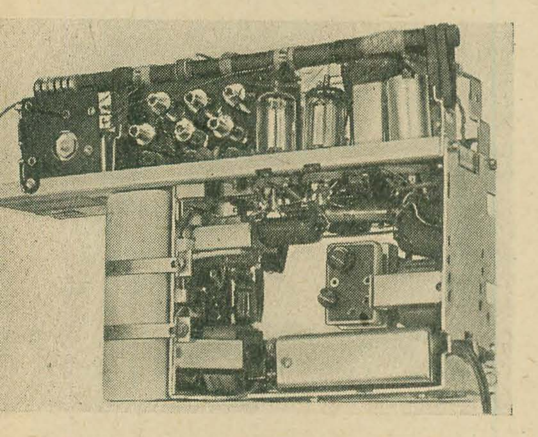
Anschluß:	Impedanz:
1-(3/5)-7	34 kΩ
1-(3/5)-6	26 kΩ
2-(3/5)-6	19 kΩ
1-(3/6)-7	13 kΩ
1/5-3/7	8,5 kΩ
2/5-3/6	4,2 kΩ
1-(2/6)-7	2,2 kΩ
1/6-2/7	0,53 kΩ

Die Serienherstellung von Transistorempfängern hat begonnen


Bild 5: Für die Koffersuper „Transistor-Boy L", „Transistor-Boy T" und „Drucktasten-Boy 56" verwendet Grundig dieses geschmackvolle Polystyrolgehäuse in verschiedenen Farbtönen und -zusammenstellungen

Nachdem auf der Düsseldorfer Funkausstellung 1955 einige westdeutsche Firmen zum ersten Male mit Transistoren bestückte Rundfunkempfänger und Verstärker vorführten, haben verschiedene westdeutsche Firmen inzwischen mit der Serienfertigung von Transistorkofferempfängern begonnen.

Da über die hochfrequenten Eigenschaften der Transistoren noch keine zuverlässigen Erkenntnisse gewonnen wurden, beschränkt man sich zunächst darauf, nur den Niederfrequenzteil der Geräte statt mit Elektronenröhren mit zwei in Gegentakt arbeitenden Transistoren zu bestücken. Lediglich Telefunken hat bereits einen vollständig mit Transistoren bestückten Taschenempfänger entwickelt und eine erste Versuchsserie gefertigt, deren Geräte zur Zeit von den verschiedensten Stellen erprobt werden.


Bild 1: Chassis des „Transistor-Boy L". Links unten sind die DEAC-Batterie, daneben die Transistorendstufe und rechts unten der abgeschirmte Gleichspannungsumwandler, darüber der Netzspannungswähler mit Sicherung zu erkennen

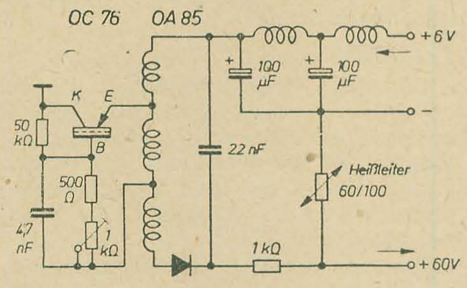


Bild 2: Schaltbild des Gleichstromtransformators

Die Grundig-Kofferempfänger „Transistor-Boy L" und „Transistor-Boy T" sind kombiniert mit Röhren und Transistoren ausgerüstet. Als besonders vorteilhaft erweist sich dabei, daß die beiden in Gegentakt geschalteten p-n-p-Flächentransistoren OC 72 (Valvo) eine wesentlich höhere Sprechleistung abgeben, womit ein schönerer und klangvollerer Ton erreicht wird, als dies bei den kleinen Abmessungen der Kofferempfänger mit einer normalen Röhrenschaltung (üblich war bisher die Endröhre DL 96) möglich ist.

Der Kofferempfänger „Transistor-Boy T" ist nur für Batteriebetrieb konstruiert und benötigt eine 6-V-Heizbatterie für die Röhrenheizung und den Betrieb der Transistoren sowie eine 67,5-V-Anodenbatterie für die Vorröhren. Eine wesentlich interessantere Schaltung zeigt dagegen der „Transistor-Boy L", für den fünf Stahlsammler 900 D (DEAC) von je 1,2 V, die zusammen 6 V ergeben, die Versorgungsspannung liefern. Die Kapazität der Batterie reicht für zehn Betriebsstunden aus. Zum Nachladen des DEAC-Sammlers wird lediglich der am Gerät befindliche Netzstecker in eine Steckdose gesteckt und die Ladetaste in Stellung „Betrieb" gedrückt.

Besonders elegant ist die Anodenspannungsversorgung bei diesem Kofferempfänger gelöst: Ein „Gleichspannungstransformator" (Bild 2), der aus der 6-V-Batterie gespeist wird, liefert über einen elektronischen Zerhacker die erforderliche Spannung von 60 V für die im HF- und ZF-Teil des Gerätes eingesetzten Röhren. Der Gleichspannungswandler arbeitet mit dem Schaltertransistor OC 76 (Valvo) in einer Schwingschaltung. Die erzeugten Schwingungen werden hochtransformiert und in einer Germaniumdiode OA 85 wieder gleichgerichtet. Nach anschließender Siebung steht eine Gleichspannung von etwa 60 V bei 3 mA Stromentnahme zur Verfügung.

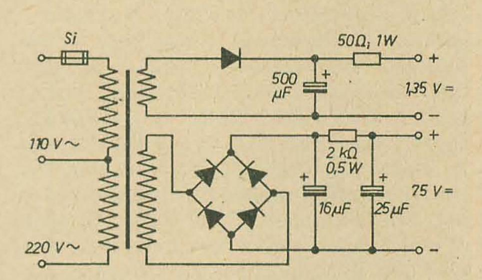


Bild 6: Schaltbild des Netzteiles zum „Micky-Boy"

Bild 3 zeigt die Transistorgegentaktendstufe des „Transistor-Boy L". Als Treiberröhre vor der Endstufe dient die Triode DC 96. Die beiden Transistoren OC 72 werden in Emitterbasisschaltung betrieben und geben dabei eine Leistung von 200 mW an die Lautsprecherschwingspule ab, also wesentlich mehr, als eine Batterieendröhre bei 10% Klirrfaktor abgeben kann. Da die Stromentnahme der Transistorendstufe aus der DEAC-Batterie mit steigender Ausgangsleistung größer wird, ist die Betriebsdauer des Empfängers mit einer Batterieladung von der Lautstärke abhängig. Die Vorteile des mit einer Transistorendstufe bestückten Kofferempfängers sind zusammengefaßt folgende:

1. höhere Ausgangsleistung,
2. lange Lebensdauer der Transistoren,
3. günstiges Verhältnis zwischen zugeführter Gleichstromleistung und akustischer Ausgangsleistung,
4. Fortfall der Anodenbatterie, so daß nur eine Spannungsquelle benötigt wird.

Ergänzend zum bisherigen Kofferempfängerprogramm liefert die Firma Grundig jetzt zu ihrem kleinsten Modell, dem „Micky-Boy", einen einschiebbaren Netzteil, dessen Schaltung Bild 6 angibt. Hierdurch wird ein wesentlich billigerer Betrieb des Gerätes beim Heimempfang erreicht. *tae-*

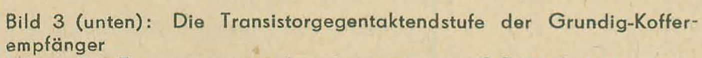
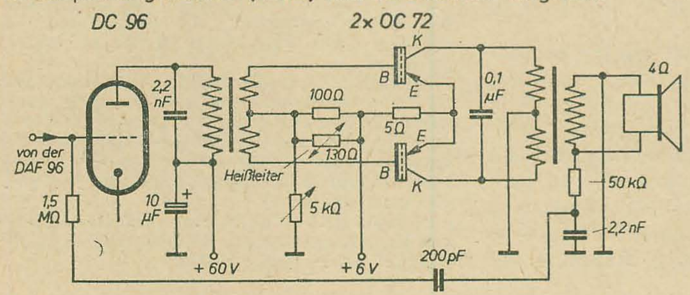
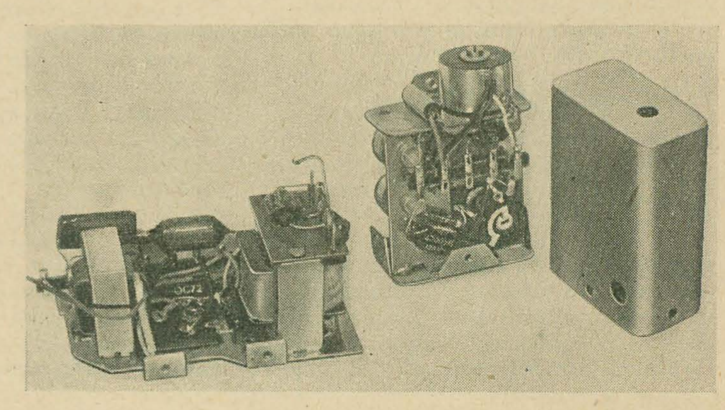

Bild 3 (unten): Die Transistorgegentaktendstufe der Grundig-Kofferempfänger

Bild 4: Die Transistorgegentaktendstufe mit zwei OC 72 (links) und der Gleichspannungswandler (rechts) sind als Bausteine ausgeführt →





Dr. K. A. MITTELSTRASS

Meßverfahren zur Prüfung von Magnettonbändern

Die folgenden Ausführungen geben einen Überblick über die Vielzahl von Messungen und Meßverfahren, die erforderlich sind, um die Güte der in den Handel gebrachten Magnettonbänder sicherzustellen. Neben den Verfahren zur Prüfung der mechanischen Eigenschaften werden die elektroakustischen Messungen beschrieben. Darüber hinaus dürften einige Hinweise auf die vom Deutschen Normenausschuß durchgeführten Normungsarbeiten für Magnettongeräte und Magnetbänder sowie Angaben über die vom VEB Filmfabrik Agfa Wolfen hergestellten Meßbänder für 19,05 cm/s Bandgeschwindigkeit von besonderem Interesse sein.

Der heute erreichte hohe Stand der Magnettontechnik kann nur durch eine ständige Kontrolle der Eigenschaften der Magnettonbänder und der Tonbandgeräte aufrechterhalten werden. Für die Prüfung der Bänder sind durch den Deutschen Normenausschuß, Fachnormenausschuß Elektrotechnik 316.5, Magnettongeräte, Richtlinien in Form von Normblättern herausgegeben worden. Es sind dies die bisher veröffentlichten Normblätter DIN 45512 Blatt 1, DIN 45513 Blatt 1 bis 4 und DIN 45519 Blatt 1 und 2; weitere Normblätter sind noch in der Bearbeitung. Unabhängig davon wurden bei den Bandherstellern Prüfmethoden entwickelt, die sich schon mehrere Jahre vor der Bekanntgabe der Normen bewährt haben und größtenteils heute noch benutzt werden. Im folgenden wird über die zur Zeit im VEB Filmfabrik AGFA Wolfen angewandten Prüfverfahren berichtet.

Prüfung der magnetischen Eigenschaften

Vor dem Guß des Tonträgers muß das als Endprodukt eines besonderen Fabrikationsprozesses gewonnene braune Eisenoxydpulver (γ-Fe_2O_3)[1]) geprüft werden. Dabei handelt es sich vor allen Dingen um die Prüfung der magnetischen Eigenschaften, insbesondere der Remanenz und der Koerzitivkraft, die unter anderem für die Empfindlichkeit und für den Frequenzgang der fertigen Tonbänder maßgebend sind. Die Messungen werden an einem ballistischen Meßplatz im Betriebslaboratorium durchgeführt. Zunächst wird die Pulverprobe fest in ein Glasröhrchen gestopft und in einer Magnetisierungsspule magnetisiert. Die nach dem Herausnehmen aus der Spule in der Probe zurückgebliebene Magnetisierung (Remanenz) wird mit Hilfe einer Induktionsspule durch den Ausschlag eines ballistischen Galvanometers bestimmt. Die Koerzitivkraft ist diejenige Gegenfeldstärke, die erforderlich ist, um die Induktion der Probe zum Verschwinden zu bringen; sie wird mit einem besonderen Gerät, dem „Koerzimeter", gemessen.

Die gleichen Messungen werden auch an Bandproben vorgenommen.

Prüfung der fertigen Bänder

Alle von der Bändchenschneidemaschine gelieferten Wickel mit 1000 m Band auf Pappring werden auf den Wickeltischen auf Metallkerne umgewickelt. Eine gewisse Anzahl Rollen jedes Gusses (jeder Charge) erhält die Prüfstelle für Magnettonbänder zur Prüfung der mechanischen und elektroakustischen Eigenschaften. Sofern die einzelnen Eigenschaften der Prüfrollen den geforderten Bedingungen entsprechen, wird die betreffende Charge für den Verkauf freigegeben.

Prüfung der mechanischen Eigenschaften

Das für die Breitenkontrolle verwendete Meßmikroskop läßt eine Meßgenauigkeit von $\pm$ 0,005 mm zu. Das Band wird in Richtung vom Beobachter weg unter eine Glasplatte auf den Objekttisch gelegt; der eine Strich des im Mikroskop sichtbaren Fadenkreuzes wird zunächst auf die eine Kante des Bandes eingestellt und die hierbei vorhandene Stellung der Meßtrommel abgelesen; sodann wird unter Drehen der Meßtrommel der Fadenkreuzstrich mit der anderen Bandkante zur Deckung gebracht und die neue Einstellung an der Skala der Meßtrommel abgelesen. Aus der Differenz der beiden Trommeleinstellungen ergibt sich dann die Breite des Bandes.

Nach der Norm DIN 45512, Blatt 1, soll die Bandbreite 6,25 $\pm$ 0,05 mm betragen.

Für die Bestimmung der Dicke des Magnettonbandes dient in der Regel das vom VEB Carl Zeiß, Jena, gelieferte „Optimeter", bei dem ein Taststift mit einem gleichförmigen Druck von 200 g auf das Band drückt. An seinem Ende befindet sich ein Meßhütchen aus Saphir, das eine kleine Planfläche von 2 mm Durchmesser enthält. Die Dicke des Bandes wird aus der Verschiebung einer Strichplatte, die in einem am Kopf des Optimeters befindlichen Okular zu sehen ist, gegenüber einem feststehenden Index abgelesen.

Entsprechend der Norm soll die Dicke der Magnettonbänder den Wert 0,060 mm nicht überschreiten.

An die Zerreißfestigkeit eines Magnettonbandes werden bekanntlich hohe Anforderungen gestellt, weshalb auch die Prüfung der Zerreißfestigkeit in dem Schopper-Festigkeitsprüfer sehr sorgfältig vorgenommen werden muß. Das Bandstück wird in zwei senkrecht untereinander angeordnete Klemmen eingespannt, deren Abstand genau 100 mm beträgt. Nach dem Einschalten des Antriebes wird die untere Klemme nach unten bewegt und das Band durch den Zug gedehnt, bis es schließlich reißt. Die im Moment des Reißens am Band wirkende Kraft ist in Kilogramm abzulesen.

Da sich dieser Wert bei den Magnettonbändern mit der Temperatur und der Feuchtigkeit ändert, ist für die Prüfung eine Raumtemperatur von 18 bis 20° C und eine relative Luftfeuchtigkeit von 50 bis 60% vorgeschrieben. Die zu prüfenden Bandstücke müssen mindestens zwei Stunden lang in einem diesen Verhältnissen entsprechenden Meßraum gelegen haben. Nach den Abnahmebedingungen soll die Zerreißfestigkeit mindestens 2,5 kg betragen[2]).

Die Dehnung des Magnettonbandes wird an einem 1 m langen Bandstück bestimmt, das senkrecht aufgehängt und eine Minute lang mit 1 kg belastet wird. Mit einem Meßmikroskop wird festgestellt, um wieviel sich eine auf dem Ende des Bandes angebrachte Marke während der einen Minute durch die Belastung gesenkt hat. Diese nach der Norm als Gesamtdehnung bezeichnete Dehnung wurde bisher die elastische Dehnung genannt. Die eine Minute nach Entfernen der Belastung bleibende Verformung nennt man plastische Dehnung. Da die Dehnung von der Temperatur und der Feuchtigkeit abhängt, muß das Bandstück vor der Prüfung mindestens zwei Stunden lang in dem auf 18 bis 20°C und 50 bis 60% relativer Feuchtigkeit gehaltenen Raum lagern.

Nach der Norm darf die Gesamtdehnung, gemessen nach einer Minute bei Belastung, nicht größer als 1,5%, gemessen eine Minute nach Entlastung nicht größer als 0,2% sein.

Elektroakustische Prüfung

Um die Brauchbarkeit der Magnettonbänder für die im Handel befindlichen Tonbandgeräte zu garantieren, müssen folgende Bandeigenschaften bestimmte festgesetzte Werte besitzen: Empfindlichkeit, Frequenzgang, Ruhegeräuschspannungsabstand, Gleichfeld-Rauschspannungsabstand, Klirrdämpfung, Kopierdämpfung, Löschdämpfung, Schwankung der Empfindlichkeit.

Prüfeinrichtung

Die Magnettonbänder Typ C werden an einem automatischen Prüfstand gemessen[3]). Als Laufwerk wird das Magnettongerät SJ 100 der Firma Sander und Janzen, Berlin, mit einer Bandgeschwindigkeit 76,2 cm/s verwendet. An Hand des Blockschaltbildes (Bild 1) sei nachstehend die Wirkungsweise der Meßapparatur erläutert.

Aufsprechvorgang

Die für die einzelnen Meßvorgänge erforderlichen Spannungen und Frequenzen

---

[1]) Siehe auch den Beitrag „Die Herstellung von Magnettonträgern" von Fritz Forner in RADIO UND FERNSEHEN Nr. 24 (1955) S. 736.

[2]) Nach DIN 45512, Blatt 1, vom März 1955 wird die Festigkeit bei Stoßbelastung nach einem anderen Verfahren gemessen. In der Norm sind die Werte für die Festigkeit und die Dehnung zunächst nur für die Bänder der Geräteklasse 76 und 38 (Bandgeschwindigkeit 76,2 und 38,1 cm/s) festgelegt.

[3]) Siehe Bild 10 im Beitrag „Die Herstellung von Magnettonträgern", RADIO UND FERNSEHEN Nr. 24 (1955) S. 738.

werden entweder einem RC-Generator mit einem Frequenzbereich von 30 bis 20000 Hz oder einem Generator mit den Festfrequenzen 1; 5 und 10 kHz entnommen. Zur Kontrolle der Ausgangsspannung dieser Generatoren dient ein Röhrenvoltmeter. Die Generatorspannung wird an den Eingang des Aufsprechteiles des Magnettonverstärkers (V 47) gelegt. Dieser enthält einen Verstärker mit Aufsprechentzerrer für diese Spannung und einen Hochfrequenzgenerator für den Vormagnetisierungs- und Löschstrom mit einer Frequenz von etwa 60 kHz. Das aus der Überlagerung von HF-Vormagnetisierungsstrom und NF-Strom entstandene Stromgemisch wird dem Sprechkopf zugeleitet. Der Löschstrom durchfließt den ebenfalls am Aufsprechteil des Magnettonverstärkers angeschalteten Löschkopf. Zur Messung des Gleichfeld-Rauschspannungsabstandes wird in die Leitung zum Sprechkopf ein Gleichstrom von 5 mA eingespeist.

Wiedergabevorgang

Beim Ablaufen des Magnettonbandes tastet der Hörkopf die aufgezeichnete Magnetisierung ab. Die in dem Hörkopf hierbei induzierte Spannung wird dem Wiedergabeteil des Magnettonverstärkers (V 47) zur Verstärkung und Entzerrung zugeführt. Anschließend folgt ein Filtersatz, bestehend aus dem Ohrkurvenfilter, dem 1-kHz-Filter, dem 3-kHz-Filter und einem Ersatzwiderstand. Das Ohrkurvenfilter beeinflußt die einzelnen Frequenzen des übertragenen Frequenzbereiches entsprechend der Empfindlichkeit des menschlichen Ohres nach der im Normblatt DIN 5045 angegebenen Ohrkurve. Die Durchlaßdämpfungen des 1-kHz-Filters und des Ersatzwiderstandes müssen auf die Grunddämpfung des Ohrkurvenfilters bei 1 kHz abgeglichen werden, die Durchlaßdämpfung des 3-kHz-Filters wird dann nach der des Ersatzwiderstandes bei 3 kHz eingestellt. Bei Messungen, die ohne Filter vorgenommen werden, wird der Ersatzwiderstand an Stelle der Filter eingeschaltet. Um die bei den einzelnen Meßvorgängen auftretenden unterschiedlichen Pegel mit dem 25-dB-Bereich des Dämpfungsschreibers messen zu können, ist das Einschalten bestimmter Dämpfungen notwendig. Hierfür dienen zwei Eichleitungen, wovon eine feste Dämpfungsglieder (10, 20, 40 dB) enthält, während die andere aus zwei in Stufen regelbaren Dämpfungen (0 bis 11 dB, 0 bis 60 dB) besteht. Anschließend folgt der Studioverstärker (V 41), der die notwendigen Eingangsspannungen für den Dämpfungsschreiber und das Röhrenvoltmeter liefert. Ein Lautsprecherverstärker (V 44) mit vorgeschaltetem Regler dient zur akustischen Überwachung der Meßvorgänge.

Die Bandmeßapparatur arbeitet automatisch: Mit Hilfe eines Walzenschalters, der sich etwa 10 s nach dem Einschalten sprungweise weiterdreht und dessen Schaltnippel entsprechend den einzelnen Meßvorgängen angeordnet sind, werden die jeweils erforderlichen Schaltverbindungen über Relais hergestellt. Der Schreibstift des Dämpfungsschreibers registriert die entsprechenden Wiedergabepegel auf dem Wachspapier; die Papierablaufgeschwindigkeit wird im allgemeinen auf 1 mm/s eingestellt.

Prüfverfahren für die elektroakustischen Eigenschaften

Die Empfindlichkeit ist als Verhältnis der Wiedergabespannung des zu prüfenden Bandes zu derjenigen eines Typbandes definiert, wenn beide Bänder mit einem reinen Ton gleicher Frequenz bei gleichem Aufsprechstrom besprochen worden sind. Als Typband verwendet man ein Band, das in seinen Eigenschaften einem vereinbarten Normalband für die Bandgeschwindigkeit 76 cm/s entspricht. Zur Bestimmung der Empfindlichkeit wird zunächst auf das Typband und dann auf das Prüfband eine Frequenz von 1 kHz mit einer um 16 dB gegenüber der Vollaussteuerung gedämpften Aufsprechspannung bei einem Vormagnetisierungsstrom von 15 mA aufgezeichnet. — Unter Vollaussteuerung versteht man die NF-Aufsprechspannung, die bei der Wiedergabe einen kubischen Klirrfaktor von 3% ergibt. Das entspricht bei den Bändern des Typs C einem Sprechstrom von 5 mA bei 1 kHz. Den hierbei entstehenden Wiedergabepegel nennt man Vollpegel. — Die Empfindlichkeitsangaben von Magnettonbändern erfolgen gewöhnlich in dB. Ist U_P die Wiedergabespannung des Prüfbandes, U_T die des Typbandes, so ist die Empfindlichkeit in dB $= 20 \cdot \lg \frac{U_P}{U_T}$.

Wie bereits erwähnt, sind die Registrierstreifen des Dämpfungsschreibers in dB geeicht, so daß die Differenz der bei der Wiedergabe beider Aufzeichnungen registrierten Ausschläge die Empfindlichkeit des Prüfbandes direkt in dB angibt, und zwar als positiven Wert, wenn der Ausschlag des Prüfbandes größer ist als der des Typbandes, als negativen Wert, wenn es umgekehrt ist.

Unter Frequenzgang versteht man die Änderung der Wiedergabespannung bei zunehmender Frequenz des NF-Tones, wenn die Eingangsspannung am Aufsprechverstärker konstant gehalten wird. Bei der Prüfung der Magnettonbänder beschränkt man sich im allgemeinen auf die Messung bei zwei Frequenzen, und zwar bei 1 und 10 kHz. Zunächst wird das Typband und dann das Prüfband mit diesen beiden Frequenzen besprochen, und zwar wieder mit 16 dB unter Vollaussteuerung und 15 mA Vormagnetisierung. Während man bei der Wiedergabe des Typbandes für beide Frequenzen den gleichen Ausschlag am Dämpfungsschreiber erhält, das heißt den Frequenzgang 0[1]), ergibt sich beim Abspielen des Prüfbandes für jede der beiden Frequenzen ein anderer Ausschlag. Die Differenz der bei 10 kHz und 1 kHz registrierten Ausschläge ergibt den Frequenzgang des Prüfbandes in dB.

Der Ruhegeräuschspannungsabstand ist das Verhältnis der Wiedergabespannung des unbesprochenen Bandes zu derjenigen des mit 1 kHz bei Vollaussteuerung besprochenen Bandes. Beim Messen wird das Band durch den Löschstrom gelöscht und am Sprechkopf nur durch den HF-Vormagnetisierungsstrom beeinflußt (der NF-Strom ist abgeschaltet). Das anschließende Bandstück erhält eine Aufzeichnung mit 1 kHz bei

[1]) Hierfür ist gegebenenfalls der Entzerrer des Magnettonverstärkers nachzustellen.

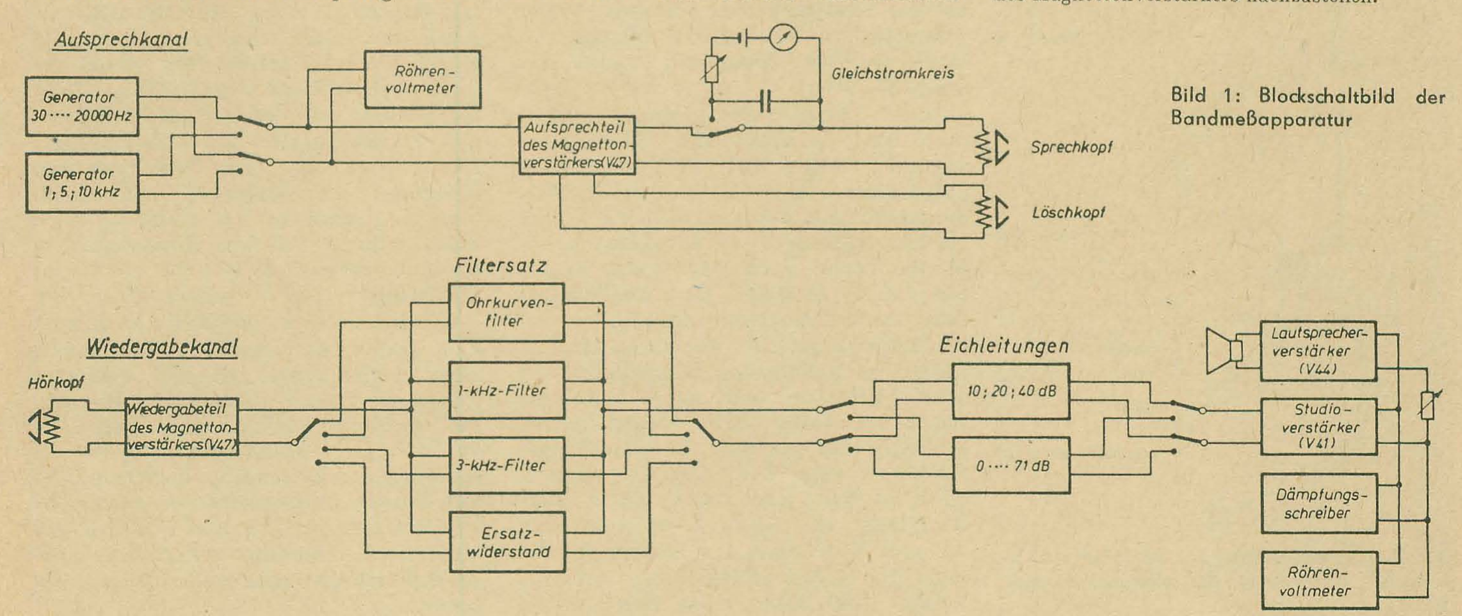


Bild 1: Blockschaltbild der Bandmeßapparatur

Vollaussteuerung. Während bei der Wiedergabe des Ruhegeräusches das Ohrkurvenfilter hinter den Wiedergabeentzerrer des Magnettonverstärkers geschaltet ist, werden bei der Wiedergabe des 1-kHz-Tones der Ersatzwiderstand und eine entsprechende Dämpfung eingeschaltet. Der Ruhegeräuschspannungsabstand läßt sich dann auf dem Registrierpapier unter Berücksichtigung der eingeschalteten Dämpfung als Differenz zwischen dem 1-kHz-Ausschlag und dem Ausschlag des unbesprochenen Bandstückes ablesen.

Genaue Messungen haben ergeben, daß die Ruhegeräuschspannung nicht allein vom Band beeinflußt wird, sondern auch von dem verwendeten Magnettonbandgerät, den Magnetköpfen und Verstärkern abhängt. Deshalb wird jetzt für die Beurteilung der Magnettonbänder mehr Gewicht auf die Messung der Gleichfeld-Rauschspannung gelegt. In diesem Fall werden die bei der Besprechung des Bandes entstehenden Störgeräusche, die als Modulationsrauschen bezeichnet werden, erfaßt.

Mit Gleichfeld-Rauschspannungsabstand bezeichnet man das Verhältnis der Wiedergabespannung des durch einen Gleichstrom beeinflußten Bandes zu derjenigen des mit 1 kHz bei Vollaussteuerung besprochenen Bandes. Bei der Aufnahme wird dem Sprechkopf statt des NF-Stromes ein Gleichstrom von 5 mA zugeführt, der HF-Vormagnetisierungsstrom ist dabei jedoch nicht abgeschaltet. Die Wiedergabe erfolgt mit eingeschaltetem Ersatzwiderstand, wobei man den erzielten Ausschlag des Dämpfungsschreibers mit dem Ausschlag der 1-kHz-Vollaussteuerung vergleicht.

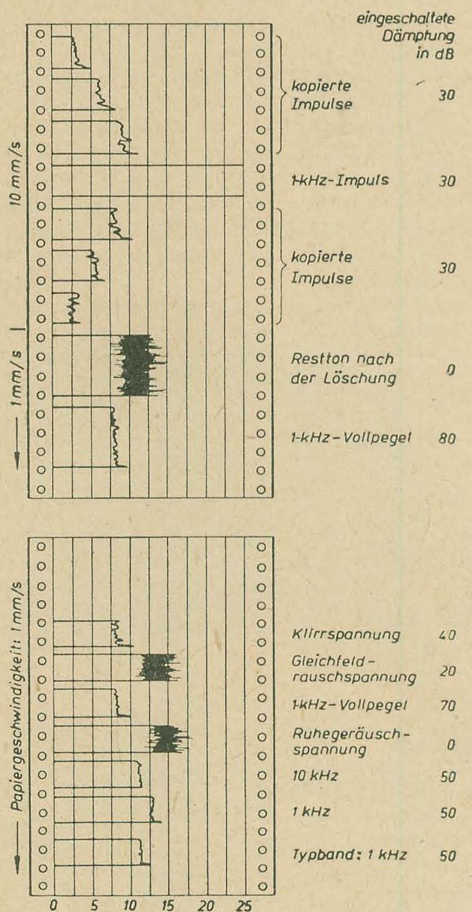


Bild 2: Registrierstreifen des Dämpfungsschreibers zur Bestimmung der elektroakustischen Werte

Die Klirrdämpfung ist ein Maß für die Größe der nichtlinearen kubischen Verzerrung, die im Band entsteht. Bei allen magnetischen Materialien, also auch beim Magnettonband, bildet sich infolge der Krümmung der Hysteresisschleife außer der Grundschwingung noch die Oberschwingung der dreifachen Frequenz. Als Klirrfaktor definiert man das Verhältnis des Effektivwertes der Oberwellenspannung zum Effektivwert der Gesamtspannung. Als Klirrdämpfung wird bei der Prüfung der Magnettonbänder das Verhältnis der Wiedergabespannung der Oberschwingung der dreifachen Frequenz zur Wiedergabespannung der Grundfrequenz, ausgedrückt in dB, bezeichnet. Das zu prüfende Band wird bei Vollaussteuerung mit einem 1-kHz-Ton beeinflußt und hinter den Wiedergabeverstärker das 3-kHz-Filter geschaltet, so daß der am Dämpfungsschreiber abgelesene Ausschlag die Spannung der 3. Harmonischen der Grundfrequenz angibt. Aus dem Vergleich mit dem Ausschlag der 1-kHz-Vollaussteuerung erhält man dann den Wert der Klirrdämpfung.

Das Verhältnis der Wiedergabespannung des mit Vollaussteuerung aufgesprochenen 1-kHz-Tones zur Wiedergabespannung des Resttones, der nach Löschen der Aufzeichnung durch den 150-mA-Löschstrom übrigbleibt, nachdem das besprochene Band 24 Stunden lang gelegen hat, ist die Löschdämpfung. Bei dieser Messung erfolgt also zunächst nur die Aufzeichnung des 1-kHz-Vollpegels. Erst nach 24 Stunden wird das Band zurückgespult und beim anschließenden Vorwärtslauf ein Teil der Aufzeichnung durch den Löschstrom gelöscht. Bei der Wiedergabe mit eingeschaltetem 1-kHz-Filter erfolgt zunächst unter Vorschaltung einer bestimmten Dämpfung eine Registrierung des ungelöschten 1-kHz-Tones und anschließend ohne zusätzliche Dämpfung die des Resttones. Die Differenz beider Ausschläge unter Berücksichtigung der eingeschalteten Dämpfung ergibt die Löschdämpfung.

Unter Kopierdämpfung versteht man das Verhältnis der Wiedergabespannung eines mit Vollaussteuerung aufgesprochenen 1-kHz-Tones zur Wiedergabespannung des auf eine der beiden Nachbarwindungen des Bandwickels kopierten Tones. Auch hier ist eine Lagerzeit von 24 Stunden (Kopierzeit) gefordert, da das Kopieren ein zeitlich verlaufender Vorgang ist. Um eine genügende Länge des kopierenden Bandstückes mit dem 1-kHz-Ton und damit eine ausreichende Dauer der Kopiertöne zu erreichen und den Stift des Dämpfungsschreibers zum Ausschlag zu bringen, wird das Band zum Messen der Kopierdämpfung auf einen Kern von etwa 280 mm Durchmesser aufgewickelt. Bei einer Bandgeschwindigkeit von 76,2 cm/s beträgt diese Dauer, wenn man etwa $^3/_4$ der Länge einer Windung bespricht, 0,8 bis 1 s. Beim Registrieren stellt man die Papierablaufgeschwindigkeit des Dämpfungsschreibers auf 10 mm/s ein, um die einzelnen Impulse richtig trennen zu können. Die Aufnahme mit 1-kHz-Vollaussteuerung beginnt erst nach dem Aufwickeln von sechs bis acht Windungen ohne Aufzeichnung; auch nach der Aufnahme werden wieder mehrere Windungen ohne Aufzeichnung aufgewickelt, anschließend erfolgt noch eine längere Aufnahme bei 1-kHz-Vollaussteuerung. Nach einer Kopierzeit von 24 Stunden wird der gelagerte Wickel auf den Abwickelteller gelegt und bei der nachfolgenden Wiedergabe das 1-kHz-Filter eingeschaltet.

Der Registrierstreifen zeigt zuerst einige größer werdende Ausschläge (herrührend von den einzelnen Windungen), dann einen über die Breite des Papiers hinausgehenden Ausschlag, der dem kopierenden Impuls entspricht, anschließend einige abfallende Ausschläge. Zur Registrierung des 1-kHz-Vollpegels wird eine entsprechende Dämpfung eingeschaltet. Die Kopierdämpfung erhält man bei Berücksichtigung der eingeschalteten Dämpfung aus der Differenz dieses Ausschlages und dem Ausschlag des größten Kopierimpulses; im allgemeinen ist dies der erste Impuls hinter dem Ausschlag des kopierenden Impulses.

Bild 2 zeigt die Aufzeichnungen des Dämpfungsschreibers beim automatischen Ablauf der einzelnen Meßvorgänge. Beim Lauf des Wachsschichtpapiers von oben nach unten wird zunächst der Wiedergabepegel der 1-kHz-Aufsprache auf dem Typband, dann die Wiedergabepegel der 1-kHz- und 10-kHz-Aufzeichnungen auf dem Prüfband, die mit 16 dB unter Vollaussteuerung aufgesprochen werden, registriert; hierbei sind an der Eichleitung 50 dB eingeschaltet. Dann folgt der Wiedergabepegel des unbesprochenen Bandes, bezeichnet als Ruhegeräuschspannung, gemessen ohne zusätzliche Dämpfung; als nächstes die Aufzeichnung des 1-kHz-Vollpegels über die auf 70 dB eingestellte Eichleitung. Bei der dann folgenden Aufzeichnung der Gleichfeld-Rauschspannung sind 20 dB vorgeschaltet. Die Klirrspannung wurde hinter einer Dämpfung von 40 dB gemessen. Die weitere Registrierung erfolgt 24 Stunden nach der Aufsprache der Impulse für die Kopier- und Löschdämpfung. Zuerst wird über eine Dämpfung von 80 dB der 1-kHz-Vollpegel, dann werden ohne eingeschaltete Dämpfung der nach dem Löschen verbliebene Restton und die einzelnen kopierten Impulse über eine Dämpfung von 30 dB registriert.

An einem weiteren Prüfplatz wird dann noch die Gleichmäßigkeit der Wiedergabe eines 1-kHz-Tones auf der gesamten Länge des Bandes geprüft. Hierfür wird die Frequenz 1 kHz mit einem Pegel von 16 dB unter Vollaussteuerung aufgesprochen und gleichzeitig die Wiedergabe mit dem Dämpfungsschreiber registriert. Die Differenz zwischen dem höchsten und niedrigsten Ausschlag ergibt die Empfindlichkeitsschwankung der Magnettonbandrolle.

Prüfung der Magnettonbänder Typ CH

Die für Heimtonbandgeräte besonders geeigneten Bänder Typ CH werden zusätzlich noch an einer Meßapparatur mit 19,05 cm/s Bandgeschwindigkeit geprüft, deren Aufsprech- und Wiedergabeentzerrer den Anforderungen bei dieser Geschwindigkeit angepaßt sind. Hier werden die Empfindlichkeit bei der Frequenz 333 Hz und der Frequenzgang 10000 gegen 333 Hz bestimmt. Als Typband dient ein ausgesuchtes CH-Band.

Die elektroakustischen Daten der AGFA-Magnettonbänder sind aus der Tabelle auf S. 738 im Heft 24 (1955) dieser Zeitschrift zu ersehen.

Normung der Daten von Magnettonbändern

Um einen internationalen Programmaustausch durchführen zu können, ist es notwendig, für Magnettonbandgeräte und Magnettonbänder bestimmte Eigenschaften international festzulegen. Der Fachnormenausschuß Elektrotechnik des Deutschen Normenausschusses hat sich deshalb in seinem Arbeitsausschuß Magnettontechnik mit der Aufstellung entsprechender Normen beschäftigt. Inzwischen sind folgende Normblätter veröffentlicht worden:

- DIN 45510 Magnettontechnik, Begriffe
- DIN 45511 Magnetbandgeräte, Richtlinien
- DIN 45512 Blatt 1, Magnetbänder, Mechanische Eigenschaften
- DIN 45513 Blatt 1 bis 4, DIN-Bezugsbänder 76, 38, 19, 9
- DIN 45514 Magnetbandgeräte, Spulen
- DIN 45515 Magnetbandgeräte, Wickelkern für Bandgeräte
- DIN 45519 Blatt 1, Messung der Kopierdämpfung
- DIN 45519 Blatt 2, Messung des Gleichfeld-Rauschspannungsabstandes

Die Norm DIN 45512, Blatt 2, über die elektroakustischen Eigenschaften der Magnettonbänder wird noch bearbeitet.

Die DIN-Bezugsbänder dienen zum Einstellen des Wiedergabekanals und zur Überprüfung der Spaltstellung von Hör- und Sprechkopf, zum Einstellen des Aufsprechkanals, zur Bestimmung der Empfindlichkeit sowie des Frequenzganges von Magnettonbändern. Für Magnettongeräte der Bandgeschwindigkeiten 76,2 und 38,1 cm/s soll das DIN-Bezugsband 38 verwendet werden, für Magnettongeräte der Bandgeschwindigkeiten 19,05 und 9,5 cm/s zunächst das DIN-Bezugsband 19, später das DIN-Bezugsband 9.

AGFA-Meßbänder für 19,05 cm/s Bandgeschwindigkeit

Da das DIN-Bezugsband 19 noch nicht zu beziehen ist, hat der VEB Filmfabrik AGFA Wolfen Meßbänder für 19,05 cm/s entwickelt, die in bezug auf Bandfluß, Frequenzgang und Spaltstellung weitgehend dem DIN-Bezugsband 19 entsprechen. Das AGFA-Meßband besteht ebenso wie das DIN-Bezugsband 19 aus den folgenden vier Teilen:

Pegeltonteil, Teil mit einer Aufzeichnung zur Spalteinstellung, Frequenzgangteil, Leerteil.

Die einzelnen Teile sind durch Ansage und eingefügte Weißbandstücke gekennzeichnet.

Der Pegeltonteil dient zur Kontrolle des Wiedergabekanals. Er enthält eine Aufzeichnung der Frequenz 333 Hz von ungefähr 30 s Dauer, deren Effektivwert des Bandflusses 160 Millimaxwell $\pm 5\%$ beträgt. Beim Abspielen des Pegeltonteiles ergibt sich der Bezugspegel.

Der zweite Teil dient zum Einstellen der Spaltrichtung der Sprech- und Hörköpfe; diese soll 90° $\pm 3'$ zur Bandlaufrichtung betragen. Er enthält eine Aufzeichnung von 8 kHz von etwa 60 s Dauer zur Einstellung des Hörkopfspaltes und eine Aufzeichnung von 333 Hz von etwa 8 s Dauer zur überschlägigen Ermittlung des Frequenzganges. Die Aufsprechspannung bei 333 Hz ist so groß gewählt, daß die Wiedergabespannung etwa 10 dB unter dem Bezugspegel liegt. Die Einstellung des Sprechkopfspaltes erfolgt dann später unter Verwendung eines beliebigen Bandes in der folgenden Weise: Beim Aufsprechen von 8 kHz wird die Wiedergabespannung beobachtet und bei Veränderung der Spaltstellung des Sprechkopfes festgestellt, bei welcher Stellung das Maximum der Wiedergabespannung auftritt. Diese Stellung ist dann die richtige.

Der dritte Teil dient zum Einstellen des Frequenzganges des Wiedergabekanals von Magnettongeräten. Es sind die folgenden Frequenzen (in Hz) aufgezeichnet: 333, 30, 40, 60, 125, 250, 500, 1000, 2000, 4000, 8000, 10000, 12000, 333. Die einzelnen Frequenzen, deren Dauer 8 s beträgt, sind durch eine Ansage getrennt. Die Aufsprechspannung bei 333 Hz ist so groß gewählt, daß die Wiedergabespannung etwa 20 dB unter dem Bezugspegel liegt. Der Wiedergabekanal ist beim Abspielen des Frequenzgangteiles des Meßbandes so einzustellen, daß die Wiedergabespannung bei den einzelnen Frequenzen stets die gleiche ist.

Der Leerteil des Meßbandes, der aus einem Band des Typs CH besteht, dient zum Einstellen des Aufsprechkanals, zum Bestimmen der Empfindlichkeit und des Frequenzganges von Magnettonbändern und zur Prüfung von Aufsprechverstärkern, Sprech- und Löschköpfen.

Stuttgarts neuer FERNSEHTURM

Auf dem Hohen Bopser bei Degerloch hat vor kurzem der neue Stuttgarter Fernsehsender seinen Betrieb aufgenommen. Bild 1 zeigt eine Gesamtansicht des Fernsehturmes, dessen Fundament aus zwei schräg zueinander stehenden Stahlbetonschalen besteht, die unten auf eine vorgespannte, in der Mitte und außen verstärkte Stahlbetonplatte aufgesetzt sind. Der 136 m lange Schaft des Fernsehturmes ist ein konisch zulaufendes Stahlbetonrohr, das unten einen äußeren Durchmesser von 10,80 m und oben einen solchen von 5,10 m hat. Am Ende dieses Betonrohres ist ein Korb um den Schaft herumgebaut, der ein Senderaumgeschoß, ein Küchen- und Nebenraumgeschoß sowie Räumlichkeiten für ein Restaurant enthält. Zwei schnellfahrende Aufzüge können Besucher in kurzer Zeit in das Restaurant und auf die Aussichtsplattform bringen.

Die Sendeantenne ist auf einem 52 m hohen Stahlfachwerkträger montiert; sie besteht aus einer Anzahl von Richtfeldern, die nach allen Richtungen hin strahlen (Bild 2). Die Sendeleistung des Fernsehsenders beträgt 10 kW. Infolge der Bündelung der Strahlung durch die Richtfelder wird in der Horizontalen nach allen Richtungen eine Strahlungsleistung von 100 kW erzielt. Die Höhe des Sendemastes beträgt 210 m entsprechend 693 m über Meeresspiegel. *HHK*

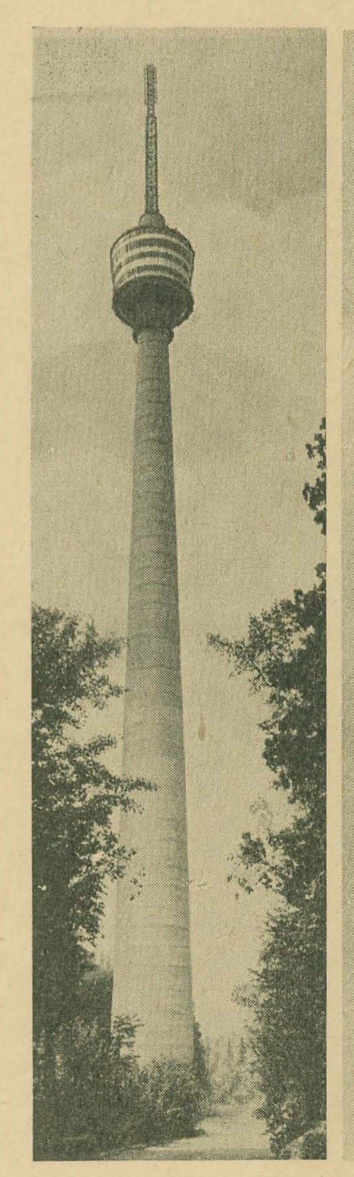


Bild 1: Fernsehturm Stuttgart

Bild 2: Der Antennenmast auf dem Fernsehturm Stuttgart

Einfache grafische Methode zur Umwandlung von Reihenschaltungen in gleichwertige Parallelschaltungen und umgekehrt

Die im folgenden beschriebene grafische Methode zur Umwandlung von Reihenschaltungen in gleichwertige Parallelschaltungen ist nicht neu, aber verhältnismäßig wenig bekannt; so wurde sie unter anderem auch nicht in den Lehrbriefen für das Fernstudium zum Ingenieur angegeben. Wir glauben deshalb, dem Fernstudenten und dem Praktiker mit diesem Beitrag einen in der Praxis gut verwertbaren Hinweis zu geben.

Der Funktechniker kommt manchmal in die Lage, eine Reihenschaltung durch eine gleichwertige Parallelschaltung oder umgekehrt ersetzen zu müssen. Meist läßt sich diese Aufgabe mit hinreichender Genauigkeit schnell durch eine kleine Zeichnung lösen. Wird eine exaktere Rechnung verlangt, ist es vorteilhaft, die grafische Lösung zur Kontrolle der rechnerischen Lösung zu benutzen.

Wollen wir für eine bestimmte Frequenz eine Reihenschaltung in eine gleichwertige Parallelschaltung (Bild 1) umrechnen, so suchen wir bekanntlich die Komponenten des komplexen Leitwertes.

$$\mathfrak{Y}_p = \frac{1}{\mathfrak{Z}_r} = \frac{1}{R_p} - \frac{j}{X_p}. \qquad (1)$$

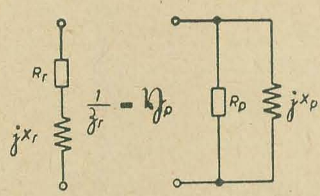


Bild 1: Zur Umrechnung einer Reihenschaltung von R_r und jX_r in eine gleichwertige Parallelschaltung

Hierbei kann X eine Induktivität oder eine Kapazität bzw. eine Summe von beiden darstellen. (Die Indizes r und p bedeuten Reihenschaltung und Parallelschaltung.)

Die weitere Rechnung ergibt durch Umformung und Aufteilung in reelle und imaginäre Komponenten

$$\frac{1}{\mathfrak{Z}_r} = \frac{1}{R_r + jX_r} = \frac{R_r - jX_r}{R_r^2 + X_r^2}$$
$$= \frac{R_r}{R_r^2 + X_r^2} - j\frac{X_r}{R_r^2 + X_r^2}. \qquad (2)$$

Durch Koeffizientenvergleich der Real- und Imaginärteile entstehen die Gleichungen für den Wirk- und den Blindleitwert.

$$\frac{1}{R_p} = \frac{R_r}{R_r^2 + X_r^2} \text{ und} \qquad (3)$$

$$\frac{1}{X_p} = \frac{X_r}{R_r^2 + X_r^2}. \qquad (4)$$

Hieraus gewinnen wir durch Umformen die reelle Komponente

$$R_p = \frac{R_r^2 + X_r^2}{R_r} = R_r + \frac{X_r^2}{R_r} \qquad (5)$$

und die imaginäre Komponente

$$X_p = \frac{X_r^2 + R_r^2}{X_r} = X_r + \frac{R_r^2}{X_r} \qquad (6)$$

der dem komplexen Widerstand $\mathfrak{Z}_r$ gleichwertigen Parallelschaltung.

Rechnen wir zunächst ein einfaches Beispiel unter Benutzung dieser Formeln durch.

1. Beispiel

Gegeben: $R_r = 3\,\Omega$; $X_r = 4\,\Omega$.

Dann ist

komplex: $\mathfrak{Z}_r = (3 + j4)\ \Omega$ (bei induktiver Komponente)

absolut: $|\mathfrak{Z}_r| = \sqrt{R_r^2 + X_r^2}$
$= \sqrt{(3^2 + 4^2)}$
$= \sqrt{25} = 5\,\Omega.$

Da wir im allgemeinen mit dem Rechenschieber und meist mit weniger bequemen Zahlen wie in dem gewählten Beispiel rechnen, ermitteln wir besser zunächst

$$\tan\varphi = \frac{4}{3} = 1{,}333;\ \varphi = 53°\,5'$$

und rechnen bequem mit dem Rechenschieber

$$|\mathfrak{Z}_r| = X_r/\sin\varphi = \frac{4\,\Omega}{0{,}8} = 5\,\Omega.$$

In Exponentialform: $\mathfrak{Z}_r = 5 \angle 53°\,5'\,\Omega$ oder in älterer Schreibweise

$$\mathfrak{Z}_r = 5 \cdot e^{j\,53°\,5'}\,\Omega$$

($\angle$ = Versor, siehe DIN 1302/11.54).

Für die gleichwertige Parallelschaltung erhalten wir nach (3) den Wirkleitwert

$$G_p = \frac{1}{R_p} = \frac{3\,\Omega}{25\,\Omega^2} = 0{,}12\ \text{S},$$

nach (4) den Blindleitwert

$$B_p = \frac{1}{X_p} = \frac{4\,\Omega}{25\,\Omega^2} = 0{,}16\ \text{S},$$

nach (5) $R_p = 3\,\Omega + \frac{16}{3}\,\Omega = 8{,}33\,\Omega$ und

nach (6) $X_p = 4\,\Omega + \frac{9}{4}\,\Omega = 6{,}25\,\Omega.$

Komplex: $\mathfrak{Y}_p = (0{,}12 + j0{,}16)$ S,

absolut: $|\mathfrak{Y}_p| = \sqrt{G_p^2 + B_p^2}$
$= \sqrt{(0{,}12^2 + 0{,}16^2)}$
$= \sqrt{0{,}04} = 0{,}2$ S.

$$|\mathfrak{Z}_p| = \frac{1}{|\mathfrak{Y}_p|} = \frac{1}{0{,}2} = 5\,\Omega,$$

$$\tan\varphi = \frac{0{,}16}{0{,}12} = \frac{4}{3} = 1{,}333;$$

$$\varphi = 53°\,5';\ \sin\varphi = 0{,}8$$

oder $\tan\varphi = \frac{1/X_p}{1/R_p} = \frac{8{,}33}{6{,}25} = 1{,}333,$

$$|\mathfrak{Y}_p| = B_p/\sin\varphi = \frac{0{,}16\ \text{S}}{0{,}8}$$
$$= 0{,}2\ \text{S}.$$

In Exponentialform: $\mathfrak{Z}_p = 5 \angle 53°\,5'\,\Omega$.

Wesentlich einfacher lassen sich diese Werte auf grafischem Wege ermitteln (siehe Bild 2).

Als Maßstab wählen wir $1\,\Omega = 1$ cm und tragen (am besten auf Millimeterpapier) für unser Beispiel $R_r = 3$ cm waagerecht und $X_r = 4$ cm senkrecht nach oben (induktive Blindkomponente angenommen) an. Die Strecke $\overline{OA} = 5$ cm $= 5\,\Omega$ stellt dann $|\mathfrak{Z}_r| = |\mathfrak{Z}_p|$ dar. Errichten wir in A nach beiden Seiten auf $\overline{OA}$ das Lot, so schneidet diese Gerade die verlängerten Schenkel von R_r und X_r

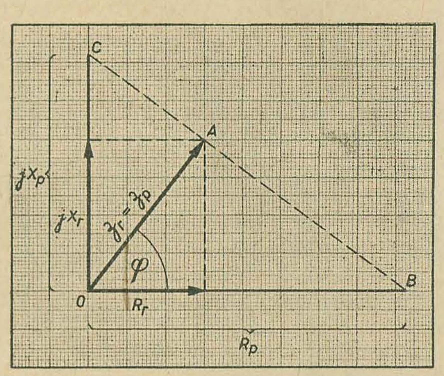


Bild 2: Grafische Lösung der Umrechnung einer Reihenschaltung von R_r und jX_r in eine Parallelschaltung von R_p und jX_p

in den Punkten B und C. Die Strecke $\overline{OB} = 8{,}3$ cm entspricht dann $R_p = 8{,}3\,\Omega$, und die Strecke $\overline{OC} \triangleq 6{,}2$ cm ergibt $X_p = 6{,}2\,\Omega$. Der Winkel φ läßt sich mit einem Gradmesser ebenfalls sofort leicht bestimmen.

Wir sehen, daß wir die Widerstandswerte der äquivalenten Parallelschaltung ohne die umständliche Rechnung über die Leitwerte schnell und hinreichend genau erhalten.

Zur umgekehrten Rechnung einer Parallelschaltung in eine gleichwertige Reihenschaltung soll ein der Praxis besser entsprechendes Beispiel dienen.

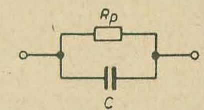


Bild 3: Schaltung zum Zahlenbeispiel 2

2. Beispiel

Gegeben: eine Parallelschaltung nach Bild 3 mit $R_p = 1000\,\Omega$, $C = 1\,\mu$F, $\omega = 1000\ \text{s}^{-1}$, also

$$X_p = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{10^3\ \text{s}^{-1} \cdot 10^{-6}\ \frac{\text{As}}{\text{V}}} = 1000\,\Omega.$$

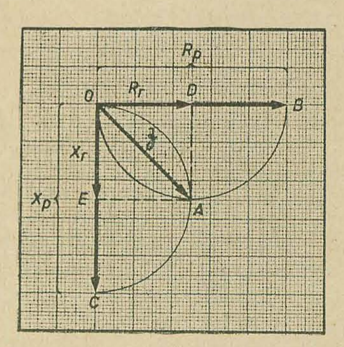


Bild 4: Grafische Lösung der Umrechnung einer Parallelschaltung von R_p und C in eine gleichwertige Reihenschaltung

Für unsere grafische Lösung wählen wir für 200 Ω eine Strecke von 1 cm, dann ist

$$R_p = 1000\ \Omega \triangleq 5\ \text{cm},$$
$$X_p = 1000\ \Omega \triangleq 5\ \text{cm}.$$

Bild 4 zeigt die einfache grafische Lösung. Die über R_p und X_p errichteten Halbkreise schneiden sich im Punkt A. Die Strecke $\overline{OA} = 3{,}53$ cm entspricht maßstabgerecht $|\mathfrak{Z}_p| = |\mathfrak{Z}_r| = 3{,}53 \cdot 200\ \Omega = 706\ \Omega$.

Die von A auf $\overline{OB}$ und auf $\overline{OC}$ gefällten Lote schneiden diese Strecken in D und E. Wir erhalten $\overline{OD} = \overline{OE} = 2{,}5$ cm, und demnach werden $R_r = X_r = 2{,}5 \cdot 200\ \Omega = 500\ \Omega$.

$$X_r = \frac{1}{\omega C}, \text{ folglich } C = \frac{1}{\omega X_r}$$

$$C = \frac{1}{1000\ \text{s}^{-1} \cdot 500\ \frac{\text{V}}{\text{A}}} = 2 \cdot 10^{-6}\ \frac{\text{As}}{\text{V}} = 0{,}000002\ \text{F} = 2\ \mu\text{F}.$$

Rechnerische Probe:

$$G_p = \frac{1}{R_p} = 10^{-3}\ \text{S} = 1\ \text{mS}.$$

$$B_p = \omega C = 10^3\ \text{s}^{-1} \cdot 10^{-6}\ \frac{\text{As}}{\text{V}} = 10^{-3}\ \text{S} = 1\ \text{mS};$$

$$|\mathfrak{Y}_p| = \sqrt{(1^2 + 1^2)} = \sqrt{2} = 1{,}414\ \text{mS} = 1{,}414 \cdot 10^{-3}\ \text{S};$$

$$|\mathfrak{Z}_p| = \frac{1}{|\mathfrak{Y}_p|} = \frac{1000}{1{,}414} = 706\ \Omega;$$

$$\tan\varphi = 1;\ \varphi = 45°,$$

$$\mathfrak{Z}_p = 706 \angle 45°\ \Omega.$$

Hans Sutaner

Die Geräuschzahl bei Rauschanpassung des Empfängers an die Antenne

Die von den Schaltelementen hervorgerufenen Rauscheinströmungen i_A (Antenneneinströmung) und i_{kr} (Kreiseinströmung) sind durch die Nyquistbeziehung

$$i_A = 2\sqrt{k \cdot T_A \cdot G_A\, \Delta f} \qquad (1)$$

und

$$i_{kr} = 2\sqrt{k \cdot T_0 \cdot G_{kr}\, \Delta f} \qquad (2)$$

gegeben (k = Boltzmannsche Konstante, T_0 = Raumtemperatur, T_A = Antennenrauschtemperatur, G_A = Antennenleitwert = $1/R_A$, G_{kr} = Kreisleitwert = $1/R_{kr}$ und Δf = Bandbreite).

Man definiert die Geräuschzahl F als das Verhältnis vom Quadrat des Rauschstromes $|I_r|^2$ (I_r = äquivalenter Rauschstrom sämtlicher in der Schaltung vorhandener Rauschquellen an den Antennenklemmen) zum Quadrat des Rauschstroms, der allein von der Antenne einströmt. Es gilt somit für die Gesamtrauschzahl

$$F = \frac{|I_r|^2}{|i_A|^2} = \frac{|I_r|^2}{4\,kT_0 \cdot G_A \cdot \Delta f}, \qquad (3)$$

wenn man die Antennenrauschtemperatur gleich der Raumtemperatur setzt. Häufig wird auch die „zusätzliche Geräuschzahl" $F_z = F - 1$ benutzt, die angibt, in welchem Maße das an die Antenne (oder sonstige Spannungsquelle) angeschlossene Gerät allein rauscht, während die Gesamtrauschzahl F die Rauschleistung der Spannungsquelle mit erfaßt.

Eine für die Praxis hinreichend genaue Beziehung für die zusätzliche Geräuschzahl F_z ist:

$$F_z = r_ä \cdot G_A + 2 \cdot G_{kr} \cdot \left(r_ä + \frac{1}{G_A}\right) \qquad (4)$$

($r_ä$ ist der äquivalente Rauschwiderstand der ersten Röhre).

Im Bild 1 ist der Verlauf der Funktion $F_z = f(G_A, G_{kr})$ für die Doppeltriode PCC 84 dargestellt. Als Frequenz wurde der dem Mittelwert des Fernsehbandes III entsprechende Wert 200 MHz angenommen. Die Röhrensteilheit wurde mit S = 6 mA/V, $r_ä$ = 500 Ω eingesetzt. Die Kurven besitzen sämtlich ein ausgeprägtes Minimum, das für jeden Wert von G_{kr} auf der gestrichelten Kurve „M" liegt. An der Stelle des Minimums ist der Rauscheffekt am geringsten, das heißt, für den entsprechenden Wert von G_A ist der Zustand der Rauschanpassung erreicht. Bezeichnet man den Wert als $G_{A,\,opt}$, so gilt:

$$G_{A,\,opt} = \sqrt{\frac{G_r + G_{kr}}{r_ä}}. \qquad (5)$$

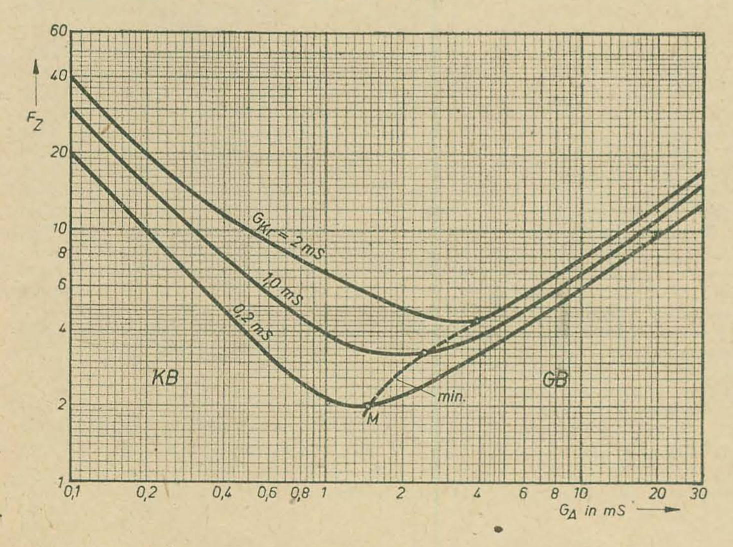


Bild 1: Zusätzliche Rauschzahl F_z der PCC 84 in Abhängigkeit vom Antennenleitwert G_A für verschiedene Werte des Kreisleitwertes G_{Kr}

Der Rauschleitwert G_r hängt von den Röhreneigenschaften ab und ist nicht identisch mit $1/r_ä$, also dem Kehrwert des äquivalenten Rauschwiderstandes.

Unter Verwendung des in Gleichung (5) gefundenen optimalen Anpassungswiderstandes ergibt sich für die optimale Geräuschzahl, das heißt bei Rauschanpassung für Trioden:

$$F_z = 2\sqrt{r_ä}\,\left(\sqrt{r_ä} \cdot G_{kr} + \sqrt{G_r + G_{kr}}\right). \qquad (6)$$

Da der Wert von G_r angenähert quadratisch mit der Frequenz ansteigt, nimmt die zusätzliche Rauschzahl F_z etwa linear mit der Frequenz zu. Bei 200 MHz wird somit F_z doppelt so groß sein wie bei 100 MHz. Für $r_ä$ = 500 Ω, G_{kr} = 1 mS und G_r = 1,75 mS ist zunächst nach Gleichung (5):

$$G_{A,\,opt} = \sqrt{\frac{2{,}75 \cdot 10^{-3}}{500}} = 2{,}35 \cdot 10^{-3} = 2{,}35\ \text{mS}.$$

Der Kehrwert ist der optimale, übersetzte Antennenwiderstand. $R_{A,\,opt} = \frac{1000}{2{,}35} = 425\ \Omega$. Verwendet man zum Beispiel einen 240-Ω-Faltdipol und ein Flachkabel, so muß der Antennenübertrager etwa im Verhältnis 1 : 3 nach aufwärts übersetzen $\left(\frac{425^2}{240^2} = 3\right)$, um Rauschanpassung zu erreichen (dreifacher Spannungsgewinn).

Rauschanpassung ist aber nicht identisch mit Leistungsanpassung! Es besteht daher die Gefahr, daß bei völliger Rauschanpassung Reflexionen zwischen Antennenleitung und Empfängereingang auftreten; unter Umständen ist es in solchen Fällen zweckmäßig, einen vernünftigen Kompromiß zwischen den beiden Anpassungsarten zu treffen.

Für den optimalen Antennenleitwert von 2,35 mS ergibt sich weiter nach Gleichung (6) die zusätzliche Geräuschzahl bei Rauschanpassung,

$$F_z = 2 \cdot 22{,}3\,(22{,}3 \cdot 1 \cdot 10^{-3} + \sqrt{2{,}75 \cdot 10^{-3}}) = 3{,}35$$

und die Gesamtrauschzahl (Generator + Verbraucher = Antenne + Eingangsschaltung)

$$F = F_z + 1 = 4{,}35.$$

Bei Trioden ist der Rauschleitwert G_r in seiner Größe weitgehend davon unabhängig, ob in der Katodenzuleitung der Röhre eine Induktivität L_k eingeschaltet ist oder nicht; damit wird durch ein zusätzliches L_k auch die Größe der Geräuschzahl unbeeinflußt bleiben. Aus diesem Grunde ist es prinzipiell gleichgültig, ob die Eingangsstufe in Katodenbasisschaltung (KB) oder Gitterbasisschaltung (GB) arbeitet. Für KB muß der Kreis kapazitiv aus der Resonanzlage heraus verstimmt werden, um das Rauschminimum zu erzielen. Bei GB ist ein induktives Verstimmen notwendig. Bei der Zwischenbasisschaltung wird bei richtiger Wahl des Ankopplungspunktes zwischen Katode und Gitter die Verstimmung zur Erreichung des Rauschminimums zu Null. *-tae.*

Literaturkritik und Bibliographie

F. Kohlrausch

Praktische Physik

zum Gebrauch für Unterricht, Forschung und Technik

Vierter, im wesentlichen unveränderter Nachdruck der 19., von F. Henning herausgegebenen Auflage

B. G. Teubner Verlagsgesellschaft, Leipzig, 1955

578 Seiten, 328 Bilder, Halbleinen 13,50 DM

Der Kohlrausch ist seit vielen Jahren für alle Physiker ein Begriff. Er gehört nicht nur zur unentbehrlichen Wissensquelle eines jeden Physikstudenten, der ihn zur Durchführung seiner Arbeiten im Praktikum braucht, sondern auch der mit Forschungsaufgaben Betraute oder sonst in der Technik tätige Physiker und Ingenieur besitzt ihn in seiner Bibliothek als kaum versagendes Nachschlagewerk.

Wenn ein wissenschaftliches Buch in der 19. Auflage erschienen ist, so braucht man sich über seinen Wert wohl nicht im unklaren zu sein. Es kann sich dann nur um ein allseitig anerkanntes Standardwerk handeln: Der vierte Nachdruck der 19. Auflage beweist außerdem, wie schnell jeder Nachdruck abgesetzt worden ist und wie bitter notwendig und unentbehrlich das Werk allen Physikern, Ingenieuren und Technikern, besonders den Studenten, ist.

Auf seinen reichhaltigen Inhalt wollen wir nur in ganz großen Zügen eingehen. Der zweite Band des Kohlrausch behandelt in zwei Hauptthemen „Elektrizität und Magnetismus“ sowie „Korpuskeln und Energiequanten“. Die beiden Themen sind übersichtlich in Abschnitte gegliedert, von denen jeder wiederum mehrfach unterteilt ist. Das gesamte Buch ist ganz auf „Praktische Physik“ ausgerichtet, das heißt, es setzt physikalisches Wissen voraus, bringt höchstens klare Definitionen wichtiger Begriffe und beschreibt dann kurz die klassischen Meßmethoden einschließlich der dazu erforderlichen Apparate, gibt Berechnungsformeln an usw. Nach jedem Unterabschnitt ist Literatur angegeben, und zwar findet man vorwiegend Literaturangaben, in denen das Behandelte erstmalig veröffentlicht worden ist.

Da unsere Leser vor allem das erste Hauptthema des Buches interessieren wird, seien die Titel der neun Abschnitte hier aufgeführt: I. Spannung, Strom, Widerstand, II. Magnetismus, III. Elektrostatik, IV. Niederfrequenter Wechselstrom, V. Kapazität, VI. Induktivität, VII. Mittel- und hochfrequenter Wechselstrom, VIII. Elektronenröhren, IX. Dielektrika.

Der Abschnitt II. Magnetismus ist zum Beispiel wie folgt unterteilt: 1. Bestimmung der magnetischen Feldgrößen mit dem Magnetometer, 2. Bestimmung der magnetischen Feldgrößen mit dem ballistischen Galvanometer, 3. Bestimmung der magnetischen Feldgrößen mit anderen Methoden, 4. Messungen an ferromagnetischen Stoffen, 5. Messungen an schwachmagnetischen Stoffen, 6. Messung der Größen des erdmagnetischen Feldes.

Aus diesen Beispielen ist die Struktur des Buches zu erkennen. Der Verlag hat sich wahrscheinlich nur deshalb und vielleicht nicht leichten Herzens dazu entschlossen, den vierten Nachdruck der 19. Auflage ohne wesentliche Änderungen zu bringen, weil das Buch dringend verlangt wird. Die stürmische Weiterentwicklung unseres Zeitalters verlangt jedoch von der Forschung, daß sie ständig neue Aufgaben löst. Hierbei werden nicht nur neue physikalische Gesetze bzw. Theorien gefunden, sondern auch neue physikalische Begriffe und Meßmethoden eingeführt bzw. diese verfeinert oder Apparate entwickelt, die schnellere und einfacher zu berechnende, in manchen Fällen sogar unmittelbar abzulesende Ergebnisse liefern. Auch mit diesen muß der angehende Physiker im Praktikum vertraut gemacht werden, so daß dafür ältere, überholte Meßmethoden wegfallen müssen, um den Studenten nicht zu überlasten.

Das Buch enthält überdies noch eine Reihe von Ausdrücken, die seit Jahren durch bessere, eindeutigere ersetzt worden sind, zum Beispiel sprechen wir längst nicht mehr von Spannungs- und Stromresonanz, sondern von Reihen- und Parallelresonanz. Wir rechnen auch nicht mehr mit dem Dämpfungsdekrement ϑ. Die Dämpfungskonstante heißt jetzt α (nicht β) usw.

Wo in den Formeln neben Formelgrößen Maßeinheiten mit angegeben werden müssen, benutzen wir zugeschnittene Größengleichungen (also nicht C_{cm}, sondern C/cm; denn Indizes sind anderen Bezeichnungen vorbehalten. Für die Kapazität sollte man cm-Angaben heute überhaupt auf die Maßeinheit Farad umrechnen. Die Winkelbezeichnungen der Kreis- und Hyperbelfunktionen entsprechen im Buch nicht mehr den DIN-Blättern. Zahlreiche Schaltungen sind neu nach gültigen Normen zu zeichnen. Der „Abbildung“ ist der genormte Ausdruck „Bild“ vorzuziehen.

Weiter wäre zu empfehlen, einem derartigen Buch eine Übersicht der verwendeten Formelzeichen und Maßeinheiten mit ihrer Bedeutung voranzustellen.

Soweit sich die Literaturangaben auf Erstveröffentlichungen beziehen, sind sie selbstverständlich beizubehalten. Wo aber als Ergänzung spätere deutsche Bücher angegeben sind (zum Beispiel sogar Taschenbücher), empfehlen wir, die besten modernen Werke anzuführen, die die neuesten Erkenntnisse und Fortschritte der Physik und Technik enthalten.

Zusammenfassend wünschen wir, daß ein neuer Kohlrausch recht bald in einer gründlich überarbeiteten 20. Auflage erscheint, damit er als bekanntes Standardwerk unserem Nachwuchs weiterhin eine überaus wertvolle Hilfe sowie allen Physikern und Ingenieuren ein zuverlässiges Nachschlagewerk bleibt. *Sutaner*

Horst Schrader

Blitzlicht von heute

VEB Wilhelm Knapp Verlag, Halle

111 Seiten, 90 Bilder, 4 Farbtafeln

Halbleinen 6,— DM

Das Fotografieren mit Blitzlicht hat in der letzten Zeit einen außerordentlichen Aufschwung genommen. Den Anstoß dazu gab das Erscheinen zahlreicher Blitzgeräte zu erschwinglichen Preisen für den Fotoamateur, aber auch in leistungsfähiger Ausführung als wertvolles Hilfsmittel für den Berufsfotografen, insbesondere für den Bildreporter. In Zeitschriften und auch in Fotobüchern wurde darüber schon viel geschrieben. Trotzdem wird jeder Fotofreund das kleine Büchlein „Blitzlicht von heute“ gern lesen und bestrebt sein, es seiner Fotobücherei einzuordnen. Die lebendige und spannende Darstellung des Stoffes, seine übersichtliche Gliederung und auch die suggestive Hervorhebung des Wesentlichen machen das Lesen dieses Büchleins zu einem lehrreichen Vergnügen.

Der Verfasser bringt schon im 1. Kapitel die Grundbegriffe der Blitzlichttechnik in knapper, einprägsamer Form. Das 2. Kapitel erweitert diese Grundbegriffe auf die Blitzlichttechnik und die wesentlichen Eigenschaften der meist benutzten Kameras und bringt schon einige Hinweise auf häufig vorkommende Fehler bei Blitzaufnahmen. In den weiteren Kapiteln wird der Stoff gründlich durchgenommen. Die Ausführungen über Röhrenblitzgeräte, Blitzlampen und Blitzleuchten sind durch zahlreiche Abbildungen und Schaltbilder der in der Deutschen Demokratischen Republik und einiger in der Bundesrepublik auf dem Markt befindlicher Geräte ergänzt. Die zur Zeit erhältlichen Blitzlampen sind in einer Tabelle zusammengestellt. Ihre Einsatzmöglichkeiten werden an Hand der charakteristischen Lichtstromkurven erläutert. Zwei weitere Kapitel beschäftigen sich mit der Synchronisation bei Zentralverschlüssen und bei Schlitzverschlüssen. Erwähnenswert ist der neue Synchro-Compurverschluß mit Lichtwertskala. In diesem Kapitel werden auch die Blitzmöglichkeiten der bekannten Kleinbildkameras, wie Exa, Exakta, Praktiflex, Praktica, Contax und Leica, beschrieben. Die Ratschläge für Aufnahmen schließen auch die Farbfotografie und die Makrofotografie ein. Die Hinweise auf die Negativtechnik sind nicht minder wichtig. Hierbei wird auch der Ultrazeiteffekt beschrieben.

Über das ganze Buch verstreut finden wir eine Auswahl sehr gut gelungener Blitzlichtaufnahmen, wobei es sich aber, bis auf eine Ausnahme, um Aufnahmen mit Röhrenblitzgeräten handelt. Die Leistungsfähigkeit und die Möglichkeiten der Fotoblitzlampen kommen daher leider etwas zu kurz. Nicht jeder Fotoamateur kann sich ein Röhrenblitzgerät leisten. Auf die am Schluß des Buches befindlichen ausführlichen Aufnahmedaten wäre ein Hinweis bei den Aufnahmen selbst zweckmäßig. Dagegen ist es richtig, den Stand der Technik des „Blitzlichtes von heute“, nämlich 1954, anzugeben. In diesem Zusammenhang sei darauf hingewiesen, daß in der Bundesrepublik ein Blitzgerät („Tausendblitz“) herausgekommen ist, das darauf beruht, eine Spezial-Glühlampe kurzzeitig mit Überspannung brennen zu lassen, wobei bekanntlich der Lichtstrom um ein Mehrfaches ansteigt [siehe RADIO UND FERNSEHEN Nr. 24 (1955) S. 750, wo das gleiche Prinzip mit normalen Glühlampen beschrieben wird].

Zusammenfassend sei gesagt, daß der Verfasser sein gestecktes Ziel erreicht hat; es ist alles tatsächlich ganz einfach, wenn man weiß, „wie“. Dieses „wie“ wird dem Leser in leicht faßlicher, einprägsamer Form vermittelt. *Iser*

Ing. Otto Limann

Röhrenvoltmeter

Band 33 der Radio-Praktiker-Bücherei

Franzis-Verlag, München, 1955

64 Seiten, 61 Bilder

Das in der dritten Auflage vorliegende Büchlein ist von dem bekannten Verfasser überarbeitet und auf den neuesten Stand gebracht worden. Es ist in zwei Hauptteile gegliedert: grundsätzliche Eigenschaften und technische Ausführungsformen der Röhrenvoltmeter.

Nach einer Einteilung der Röhrenvoltmeter werden die Röhrenkennlinien und der Arbeitspunkt (A-, B- und C-Betrieb in der klassischen Einteilung nach Prof. Zinke) behandelt, wobei diese Einteilung auch auf Gleichspannungsröhrenvoltmeter ausgedehnt wird. In den folgenden Abschnitten unterrichtet der Autor den Leser über Eingangswiderstand, Frequenzbereiche, Bemessung der Eingangsschaltung und Stabilisierung der Röhrenvoltmeter. Besondere Abschnitte sind der Ruhestromkompensation, der Anlaufstromkompensation bei Diodenvoltmetern und der Bereichumschaltung gewidmet. Mit Hinweisen auf Gitterisolation und Gitterstrom sowie auf die Betriebsspannungen schließt der erste Hauptteil, in dem der Verfasser dem Leser gewissermaßen das Grundwissen zum verständnisvollen Beurteilen von Röhrenvoltmeterschaltungen sowie zum Entwurf solcher Schaltungen vermittelt.

Der zweite Hauptteil zeigt an gut gewählten Beispielen die verschiedenen technischen Ausführungsformen der Röhrenvoltmeter. Da besonders die Universalröhrenvoltmeter in Laboratorien, Prüffeldern und Werkstätten erheblich an Verbreitung und Bedeutung gewonnen haben, wurde denselben in der neuen Auflage ein größerer Abschnitt gewidmet. Die in diesem Kapitel inzwischen überholten Schaltungen hat der Autor durch neue ersetzt und hierbei auch den Selbstbau berücksichtigt. Besonders wertvoll erscheint uns das ausführliche Schrifttumsverzeichnis am Schluß des Buches, auf Grund dessen sich der Leser über spezielle Fragen leicht eingehender unterrichten kann. Zusammenfassend kann gesagt werden, daß es dem Verfasser gelungen ist, auf dem zur Verfügung stehenden knappen Raum in leichtverständlichem klarem Stil einen umfassenden Überblick über Röhrenvoltmeter zu geben. Die vorzüglichen Bilder veranschaulichen den Text. Der ausgezeichnete Druck in gut lesbaren Schrifttypen läßt das Auge des Lesers nicht ermüden. *Sutaner*

Dieses Buch ist nur durch Kontingent über den zuständigen Kontingentträger zu beziehen.

NEUERSCHEINUNGEN

Autorenkollektiv, *Fachkunde für Funkmechaniker*, Teil I, 420 Seiten, 478 Bilder, DIN C 5, Halbleinen 12,40 DM. VEB Verlag Volk und Wissen Berlin

LEHRGANG FUNKTECHNIK

Fernsehrundfunk

24. Fortsetzung

Von WERNER TAEGER

Der gesamte Spannungsabfall auf der Primärseite des Transformators setzt sich aus dem ohmschen Anteil, dem Abfall U_L und der Primärwechselspannung an der Röhre U_p zusammen. Er beträgt daher

$$U = U_p + U_v + U_L$$
$$= U_p + I_L \left(\frac{R_p}{ü} + 50 \cdot ü \, L_L \right).$$

Ist U_a die zur Verfügung stehende Betriebsgleichspannung, so sinkt die Spannung am Ende eines Vertikalhinlaufs auf den Wert

$$U_r = U_a - U$$
$$= U_a - U_p - \frac{I_L}{ü} (R_p + 50 \cdot ü^2 \cdot L_L) \quad (202f)$$

ab. Für die Zeitkonstante T des Transformatorprimärkreises gilt als optimaler Wert $^1/_{100}$ s. Diese Zeitkonstante ist definiert als das Verhältnis

$$T = \frac{L_p}{ü^2 (R_L + R_s)} = 0{,}01 \text{ s}.$$

Daraus folgt für die gesuchte Primärinduktivität in Verbindung mit Gleichung (202b):

$$L_p = 0{,}01 \, ü^2 \cdot (R_L + R_s)$$
$$= \frac{0{,}04 \cdot U_p^2}{I_L^2 (R_L + R_s)} \text{ in H}. \quad (202g)$$

Der mittlere Anodenstrom, der die Primärwicklung des Transformators durchfließt, hat den Wert

$$I_{am} = k \cdot I_{as} \text{ in A},$$

wobei k ein Wert ist, der für die Zeitkonstante T = 0,01 s bei 0,33 liegt. Der für die Berechnung der Primärinduktivität des Bildkipptransformators einzusetzende Wert des mittleren hindurchfließenden Stromes ist somit

$$I_{am} = 0{,}33 \cdot I_{as} = \frac{0{,}33 \cdot I_L}{ü} \text{ in A}. \quad (202h)$$

Zur Ermittlung der erforderlichen Primärwindungszahl des Übertragers dient die Beziehung für die Induktivität einer Spule mit Eisenkern.

$$L_p = \frac{1{,}25 \cdot F_E \cdot w_p^2 \cdot 10^{-8}}{t + 1{,}37 \cdot w_p \cdot I_{am} \frac{1}{\mathfrak{B}}} \text{ in H}$$

(F_E = effektiver Kernquerschnitt in cm², w_p = Primärwindungszahl, $\mathfrak{B}$ = Induktion im Eisen in Gauß und t = Luftspalt in cm).

Für die gesuchte Windungszahl folgt aus dieser Beziehung:

$$w_p = \frac{0{,}55 \cdot L_p \cdot I_{am} + \sqrt{0{,}3 \cdot L_p^2 \cdot I_{am}^2 + 0{,}8 \cdot L_p \cdot F_E \cdot t \, (\mathfrak{B} \cdot 10^{-4})^2} \cdot 10^8}{F_E \cdot \mathfrak{B}} \quad (202i)$$

Dabei ist der Eisenquerschnitt F_E und die Windungszahl w_p so abzustimmen, daß der sich aus Drahtstärke und mittlerer Windungslänge l_m ergebende ohmsche Widerstand R_p den für die Rechnung nach Gleichung (202f) gemachten Annahmen für diese Größe angenähert entspricht. Aus der Windungszahl w_p, der mittleren Windungslänge l_m in m und der Drahtstärke d_p in mm ergibt sich der ohmsche Widerstand der Primärwicklung.

$$R_p = \frac{0{,}025 \cdot w_p \cdot l_m}{d_p^2} \text{ in } \Omega. \quad (202k)$$

Die Sekundärwindungszahl w_s ergibt sich aus

$$w_s = \frac{w_p}{ü}. \quad (202l)$$

Der ohmsche Widerstand der Sekundärwicklung wird im allgemeinen zu 25% des ohmschen Widerstandes der Ablenkspulen gewählt, es gilt somit

$$R_s = 0{,}25 \cdot R_L. \quad (202m)$$

Auch hier ist die Drahtstärke derart

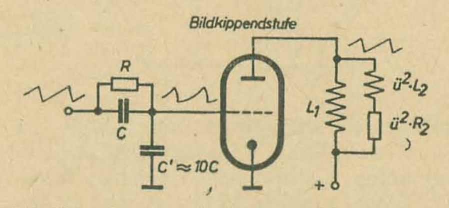


Bild 204: Entzerrerschaltung zur Linearisierung des Spulenstroms

festzulegen, daß sich nach Gleichung (202k) aus der sekundären Windungszahl w_s, der mittleren Windungslänge l_m und der Drahtstärke d_s der richtige Widerstand R_s ergibt. An einem aus der Praxis entnommenen Beispiel soll der Gebrauch der abgeleiteten Formeln gezeigt werden:

Für eine Bildröhre betrage der Ablenkstrom für die vertikale Auslenkung I_L = 1,6 A. Die Werte für die zugehörigen Ablenkspulen seien: ohmscher Widerstand R_L = 1,9 Ω, Induktivität I_L = 4,9 mH, die zur Verfügung stehende Betriebsspannung betrage U_a = 170 V.

Zur Berechnung des Bildkippübertragers werden folgende Werte zunächst angenommen (sie müssen im Laufe der Rechnung noch bestätigt werden):

Ohmscher Widerstand der Primärwicklung R_p = 500 Ω, ohmscher Widerstand der Sekundärwicklung = 25% von $R_L = 0{,}25 \cdot 1{,}9 \approx 0{,}5$ Ω. Die Primärspannung sei U_p = 80 V.

Für das Übersetzungsverhältnis des Kipptransformators ergibt sich aus Gleichung (202b):

$$ü = \frac{2 \cdot 80}{1{,}6 \cdot (1{,}9 + 0{,}5)} = 41{,}6.$$

Für den Anodenspitzenstrom, den die Endröhre für die Vertikalablenkung hergeben muß, folgt aus Gleichung (202c)

$$I_{as} = \frac{1{,}6}{41{,}6} = 0{,}0385 \; A_{ss} = 38{,}5 \; mA_{ss}.$$

(Die PL 82 ist in der Lage, bis zu 53 mA Anodenstrom herzugeben.)

Der Gleichspannungsabfall in der Primärwicklung des Übertragers ist

$$U_v = 500 \cdot 0{,}0385 = 19{,}25 \; V_{ss}$$

und der induktive Abfall

$$U_L = 50 \cdot 41{,}6 \cdot 1{,}6 \cdot 4{,}9 \cdot 10^{-3} = 16{,}2 \; V_{ss}.$$

Nach Gleichung (202f) ist dann die Spannung am Ende eines Vertikalhinlaufs auf

$$U_r = 170 - 80 - \frac{1{,}6}{41{,}6} (500 + 50 \cdot 41{,}6^2 \cdot 4{,}9 \cdot 10^{-3}) = 55 \text{ V}$$

abgesunken. Die erforderliche Primärinduktivität des Übertragers findet man aus Gleichung (202g):

$$L_p = 0{,}01 \cdot 41{,}6^2 \cdot 2{,}4 = 42 \text{ H}.$$

Der mittlere Anodenstrom in der Primärwicklung ist nach Gleichung (202h)

$$I_{am} = 0{,}33 \cdot 38{,}5 = 13 \text{ mA}.$$

Wählt man einen Kernquerschnitt F_E = 3,6 cm² (Mantelschnitt M 65), einen Luftspalt t = 0,01 cm, die Induktion im Eisen $\mathfrak{B}$ = 10000 Gauß, so ist die notwendige Primärwindungszahl nach Gleichung (202i)

$$w_p = 4000 \text{ Wdg}.$$

Die Sekundärwindungszahl ergibt sich aus Gleichung (202l)

$$w_s = \frac{4000}{41{,}6} = 93 \text{ Wdg}.$$

Nimmt man eine mittlere Windungslänge der Primärwicklung l_m = 0,12 m an, so folgt aus Gleichung (202k) für den Widerstand R_p = 500 Ω und 4000 Windungen:

$$d_p = \sqrt{\frac{0{,}025 \cdot 4000 \cdot 0{,}12}{500}} = 0{,}16 \text{ mm CuL}.$$

Der Wickelraumbedarf der Primärwicklung ergibt sich aus der Tabelle zu 1,6 cm²; bei einer Wickellänge von etwa 3 cm beträgt die Wickelhöhe ungefähr 0,55 cm, der mittlere Windungsdurchmesser dürfte dann für den Mantelschnitt M 65 bei 3,6 cm liegen, so daß die für die mittlere Windungslänge gemachte Annahme, l_m = 12 cm, zutrifft.

Mit einem angenommenen Wert für die mittlere Länge der Sekundärwicklung l_m' = 0,16 m folgt aus Gleichung (202k) für die Drahtstärke dieser Wicklung:

$$d_s = \sqrt{\frac{0{,}025 \cdot 93 \cdot 0{,}16}{0{,}5}} = 0{,}9 \text{ mm CuL}.$$

Der Wickelraumbedarf dieser Wicklung beträgt 1,0 cm²; die beiden Wicklungen lassen sich also bequem in dem Wickelraumquerschnitt des Mantelschnittes M 65 ($F_W = 3{,}9$ cm²) unterbringen.

Zeilenkippgerät

Bei der Horizontal-(Zeilen-)Ablenkung herrschen grundsätzlich abweichende Verhältnisse. Während bei der Vertikalablenkung die Frequenz sehr niedrig ist (50 Hz), ist diese bei der Horizontalablenkung wesentlich größer, nämlich 15625 Hz. Man kann daher die Zeilenablenkspulen für die Bildröhre nicht mehr vorwiegend als aus einem ohmschen Widerstand R bestehend betrachten, sondern als eine Induktivität L, die durch einen Widerstand R bedämpft ist. In dieser Induktivität muß sich in jeder Sekunde 15625mal ein Magnetfeld aufbauen, das eine Leistung von etwa 40 W erfordert. Ist das Magnetfeld aufgebaut, wird die Röhre in der Zeilenablenkstufe gesperrt, und das Magnetfeld bricht wieder zusammen. Daraus ergibt sich als physikalische Folgerung, daß sich in den Zeilenablenkspulen eine ihrer Induktivität entsprechende Selbstinduktionsspannung aufbaut, die vernichtet werden muß, damit die Spulen im nächsten Augenblick zum Aufbau des Magnetfeldes für die folgende Zeile frei werden. Um keine Energie zu vergeuden (in einem parallel zu den Spulen liegenden Dämpfungswiderstand), verwendet man die Selbstinduktionsspannung nach entsprechender Gleichrichtung zur Anodenstromversorgung der Bildröhre.

Man nutzt im allgemeinen die Resonanzeigenschaften der Spulen (etwa 6 mH) und der unvermeidlichen Schaltkapazitäten derart aus, daß man die Zeilenrücklaufzeit ($\approx 10\ \mu s$) gleich der Dauer einer Halbperiode des Schwingungskreises macht. Als erforderliche Frequenz ergibt sich:

$$f = \frac{1}{2 \cdot T} = \frac{1}{2 \cdot 10 \cdot 10^{-6}} = 50000\ \text{Hz} = 50\ \text{kHz}.$$

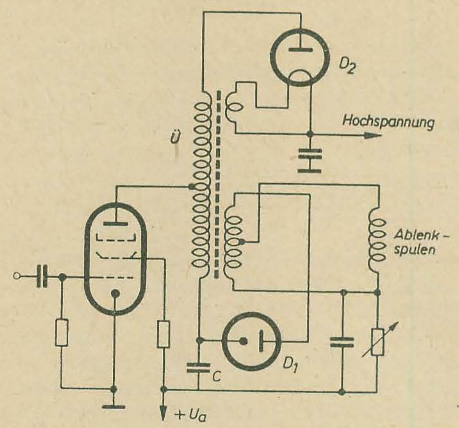


Bild 205: Zeilenendstufe

Da nach der geltenden Norm das Verhältnis von Bildbreite zu Bildhöhe gleich 4 : 3 ist, muß auch die AW-Zahl auf den Spulen für die Zeilenablenkung um den Faktor $^4/_3$ größer sein als die auf denen für die Bildablenkung, wenn beide Spulensysteme gleichen Abstand von der Achse der Bildröhre haben.

Bild 205 zeigt die Schaltung einer Zeilenendstufe. Die Diode D_1 dient zur Gleichrichtung der an den Ablenkspulen auftretenden Wechselspannung und ladet damit den Kondensator C auf. Die an die Diode D_1 angeschlossene Sekundärwicklung des Übertragers Ü ist so gepolt, daß während des Rücklaufs die Diodenanode eine negative Spannungsspitze erhält, die Diode also sperrt. Nur während des Hinlaufs ist die Diode stromdurchlässig. Macht man den Kondensator C groß, so bleibt seine Spannung angenähert konstant und damit praktisch auch die Spannung an den Ablenkspulen. Da nun der Kondensator C mit der Anodenspannung U_a in Reihe geschaltet ist, ergibt sich für die Zeilenendröhre eine wesentlich erhöhte wirksame Anodenspannung; die Diode dient somit auch zur Zurückgewinnung der in die Kippspulen hineingeschickten Energie. An der Anode der Endröhre entsteht eine sehr hohe positive Spannung, die in einer besonderen Wicklung noch hochtransformiert und in der Diode D_2 gleichgerichtet und dann nach Siebung durch einen verhältnismäßig kleinen Kondensator der Bildröhre als Anodenspannung zugeführt wird.

Die Arbeitsweise eines selbsterregten Kippstromgenerators für die Zeilenablenkung zeigt Bild 206. Die sonst üblichen Kippstromgeneratoren bestehen aus zwei Stufen, dem eigentlichen Generator und einer Pentode, deren Steuerung durch die im Generator erzeugten Sägezahnspannungen (mit negativer Spitze während des Rücklaufs) erfolgt. Der selbsterregte Kippstromgenerator bedeutet eine wesentliche Schaltungsvereinfachung, da man die Vorstufe zum Erzeugen der Sägezahnspannung einspart. Die Wirkungsweise des Oszillators ist folgende:

Wird die Röhre durch steigende Gitterspannung leitend, fällt die Schirmgitterspannung schnell auf einen negativen Wert, während die Spannung an der Sekundärseite des Übertragers Ü positiv wird. Die Spannung am Steuergitter will diesem Anstieg folgen, kann aber infolge der kleinen Gitterimpedanz R′ (kleiner als der Gitterwiderstand R) nur einen relativ geringen positiven Wert erreichen. In diesem Zustand wird der Schirmgitterkreis aus der Übertragerinduktivität und dem in Serie damit liegenden Widerstand in der Röhre, Schirmgitter—Katode, gebildet, in dem sich die negative Spannungsspitze gemäß der Zeitkonstante L/R_i exponentiell wieder abbaut. Das Schirmgitterpotential steigt somit wieder an, während die Spannung an der Sekundärseite des Übertragers entsprechend

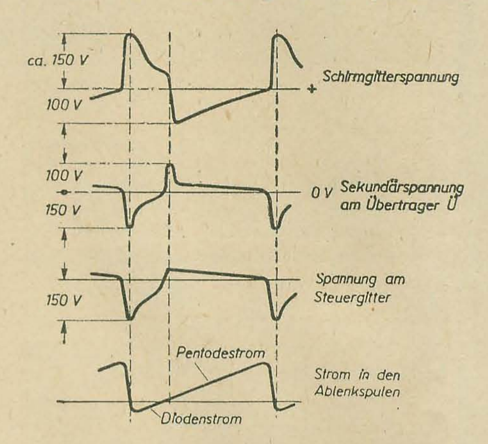


Bild 207: Die Kurven zeigen von oben nach unten den Verlauf der Schirmgitterspannung, der Sekundärspannung am Übertrager, der Spannung am Steuergitter und den Stromverlauf in den Ablenkspulen

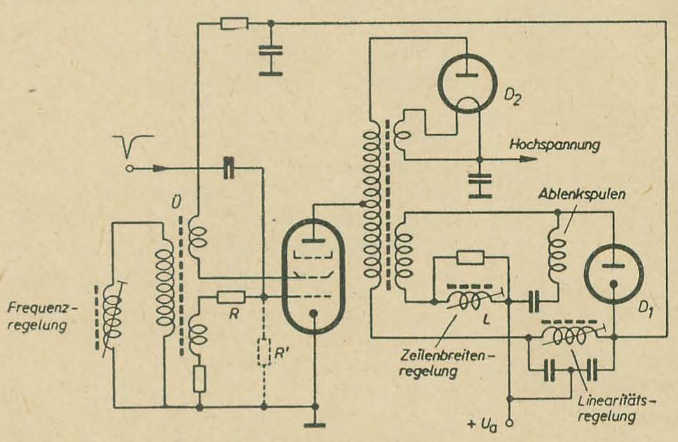


Bild 206: Zeilenkippgenerator mit Selbsterregung

sinkt; ebenso, aber viel langsamer, nimmt auch die Spannung am Steuergitter ab. In dem Moment, wo die Steuergitterspannung negativ wird, steigt die Gitterimpedanz R′, und der Schirmgitterstrom wird Null, so daß das Schirmgitterpotential schnell sehr hoch wird. Entsprechend fällt, da die Gitterimpedanz groß ist, die Gitterspannung so weit, daß die Röhre sperrt. Die damit eingeleitete Schwingung verläuft angenähert nach einem Sinusgesetz, wird aber bereits in ihrer zweiten Viertelperiode stark gedämpft. Ist die Röhre wieder leitend, beginnt der Vorgang von neuem. Die Diode D_1 (auch Boosterdiode = Hochtreiber genannt) wird stromdurchlässig, wenn die Pentode sperrt; sie sperrt, wenn die Pentode durchlässig ist. Die beiden Einzelströme setzen sich zu dem Sägezahnstrom zusammen (vgl. Bild 207, untere Kurve). Die Kippfrequenz läßt sich in gewissen Grenzen durch Ändern der Induktivität der Primärseite des Übertragers Ü beeinflussen, die Amplitude dagegen durch die kleine Serieninduktivität L vor den Ablenkspulen; der Kippstrom bleibt innerhalb 5% linear. Wie im Bild 206 angedeutet, läßt sich der Kippgenerator durch negative Impulse auf das Steuergitter synchronisieren. Auch bei dieser Anordnung dient das an der Katode der Diode D_1 auftretende Potential zum Erhöhen der Anodenspannung für den Oszillator. Mit der Diode D_2 wird wieder die Anodenspannung für die Bildröhre erzeugt.

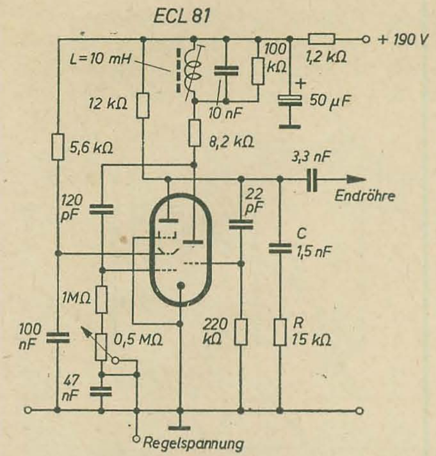


Bild 208: Multivibrator für die Horizontalablenkung mit der Verbundröhre ECL 81

In vielen Fällen verwendet man zum Steuern der Horizontalablenkendstufe einen Multivibrator, da dann das Anwenden von Schaltungen mit automatischer Frequenzregelung und Frequenzstabilisierung erleichert ist. Bild 208 zeigt einen Multivibrator, der die beiden Systeme der ECL 81 ausnutzt. Im normalen symmetrischen Multivibrator sind die beiden Systeme abwechselnd gleich lange stromführend. Hier werden aber zur Sägezahnerzeugung kurze Impulse benötigt, deren Dauer durch die Horizontalrücklaufzeit und deren Abstand durch die Horizontalablenkfrequenz gegeben ist. Aus diesem Grunde muß man die Zeitkonstanten in den beiden Gitterkreisen verschieden groß machen. Die kurzen Anodenstromimpulse werden im Pentodenteil benötigt. Er muß länger gesperrt bleiben und hat am Gitter die größere Zeitkonstante, die mit $T = 120\,pF \cdot 1{,}25\,M\Omega = 150\,\mu s$ wesentlich größer ist, als die Periodendauer der Horizontalablenkung mit 64 µs. Der Grund dafür ist die automatische Frequenzregelung für diesen Multivibrator, bei der das Pentodengitter eine positive Regelspannung erhält, die das Entladen des Gitterkondensators beschleunigt. Eine Frequenzbeeinflussung von Hand ist mittels des Regelwiderstandes von 0,5 MΩ möglich. Die Impulsdauer wird durch die Zeitkonstante im Gitterkreis des Triodenteils bestimmt. Sie beträgt $T_0 = 22\,pF \cdot 0{,}22\,M\Omega = 5\,\mu s$. Hierbei bleibt der Triodenteil für etwa 8 µs gesperrt; das ist etwas länger als die in der Horizontalablenkstufe auftretende Rücklaufdauer. Zur Stabilisierung der Frequenz liegt im Anodenkreis der Triode ein auf die Horizontalablenkfrequenz von 15625 Hz abgestimmter Schwingungskreis mit einer Induktivität von 10 mH und einer Kapazität von 10000 pF. Die Frequenz beträgt also

$$f = \frac{159}{\sqrt{L \cdot C}} = \frac{159}{\sqrt{10^4 \cdot 10^4}} = 159 \cdot 10^{-4}\,\text{MHz} = 15\,900\,\text{Hz}.$$

In gewissen Grenzen ist die Induktivität veränderlich, so daß man den genauen Wert leicht einstellen kann.

Dieser mit „Schwungrad" bezeichnete Kreis trägt wesentlich zur Stabilität des Bildfangs in waagerechter Richtung bei. Er wirkt auf den Generator (Multivibrator oder Sperrschwinger, gelegentlich auch ein Sinusoszillator) mitziehend, so daß Frequenzänderungen durch Störungen oder Spannungsänderungen verhindert werden. Da jedoch die Frequenz des Horizontalgenerators in erster Linie durch die vom Sender kommenden Impulse bestimmt werden soll, stellt man den Schwungradkreis nicht genau auf die Horizontalfrequenz 15625 Hz ein. Seine Resonanzfrequenz wird vielmehr etwas höher gelegt. Beim Betrachten der Horizontalschwingung in einem Oszillografen (Anschluß über einen Tastkopf am kalten Ende des Schwungradkreises) erkennt man eine fast reine Sinusschwingung mit einem darüber gelagerten Buckel durch die Multivibratorimpulse. Bei zu tiefer Abstimmung des Schwungradkreises — also schon bei Resonanz mit der Horizontalfrequenz — beginnt der Buckel bereits im Nulldurchgang der Sinuslinie. In dieser Stellung ist der Bildfang unstabil, in der Mitte des Bildes sieht man die sogenannte Austastlücke als schwarzen Balken. Bei zu hoher Abstimmung des Schwungradkreises ($f > 16\,000$ Hz) ist der Buckel fast ganz verschwunden. Der Schwungradkreis zeigt kaum noch eine Wirkung. Der Bildfang ist zwar sehr fest, aber auch von Störungen sehr leicht zu beeinflussen. Bei richtiger Abstimmung des Schwungradkreises soll der Buckel etwa 30% der Gesamtamplitude ausmachen und sich zügig in die Sinuslinie einfügen.

Die Anodenstromimpulse des Pentodenteils werden zur Sägezahnerzeugung benutzt, indem durch sie der Kondensator C = 1,5 nF entladen wird; aufgeladen wird diese Kapazität über den Anodenwiderstand von 12 kΩ. Durch den mit C in Serie liegenden Widerstand von

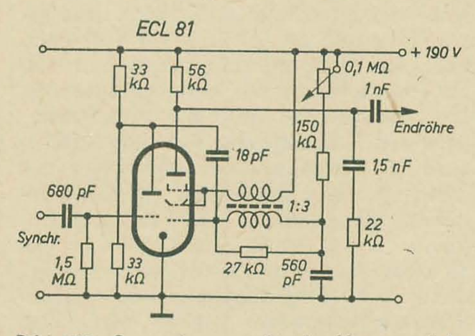


Bild 209: Sperrschwinger für die Horizontalablenkung

15 kΩ werden die zusätzlichen negativen Impulse während der Entladung hergestellt.

Soll zum Steuern der Horizontalablenkendstufe ein Sperrschwinger (siehe auch Bild 193) benutzt werden, so kann man auch hierfür eine Verbundröhre ECL 81 verwenden. Der Triodenteil dient dann zur Verstärkung der Synchronisierimpulse. Eine solche Schaltung ist im Bild 209 dargestellt. Die an der Triodenanode auftretenden Impulse sind positiv gerichtet und werden dem Pentodengitter zur Synchronisierung zugeleitet. Außerdem wird, um eine sichere Synchronisation zu erreichen, mit Hilfe des kleinen Kopplungskondensators von 18 pF eine Differentiation vorgenommen. Das System Katode, Steuergitter, Schirm- und Bremsgitter des Pentodenteils arbeitet als Sperrschwinger. Es wird hier nur zur Impulserzeugung herangezogen, so daß die Form des Gitterspannungsverlaufs nicht kritisch ist. Der Gitterkondensator (560 pF)

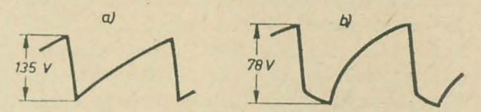


Bild 210: Spannungsverlauf am Gitterkondensator a) und an der Anode b) des Sperrschwingers

wird während der Anodenstromimpulse negativ aufgeladen. Er entlädt sich, während die Röhre gesperrt ist, über den Widerstand von 150 bis 250 kΩ zur positiven Speiseleitung hin, da dann der Gitterspannungsverlauf kurz vor dem Stromeinsatz der Röhre steiler ist und die Störanfälligkeit der Synchronisierung herabsinkt (Bild 210 a). Die Steilheit des Gitterspannungsanstiegs und damit die Horizontalfrequenz wird durch den Regelwiderstand von 0,1 MΩ eingestellt. Da nur die Anodenstromimpulse des Sperrschwingers ausgenutzt werden, ist die Frequenzeinstellung ohne Einfluß auf die Amplitude der Sägezahnspannung. Die Sägezahnspannung entsteht, in dem sich der an der Pentodenanode liegende

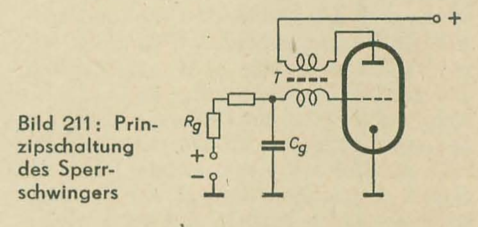


Bild 211: Prinzipschaltung des Sperrschwingers

Kondensator von 1,5 nF über den Anodenwiderstand von 56 kΩ auflädt und durch den Anodenstromimpuls wieder entladen wird. Außerdem ist während des Horizontalrücklaufs ein zusätzlicher negativer Impuls am Gitter der Ablenkröhre erforderlich, damit diese während des Rücklaufs einwandfrei gesperrt bleibt. Deshalb ist in Reihe mit dem Ladekondensator von 1,5 nF ein Widerstand von 22 kΩ geschaltet, an dem während der Entladung durch den Anodenstromimpuls ein negativer Spannungsimpuls entsteht. Insgesamt verläuft die Spannung an der Pentodenanode und damit auch am Gitter der Ablenkröhre so, wie es Bild 210 b zeigt.

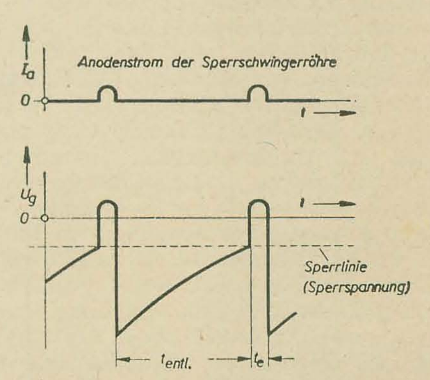


Bild 212: Zeitlicher Verlauf des Anodenstromes (oben) und der Gitterspannung (unten) beim Sperrschwinger

Bild 211 zeigt nochmals das Schaltschema des Sperrschwingers in der Form, wie er als Horizontalkippgenerator verwendet wird (Grundig). Bei dieser Modifikation handelt es sich um einen stark positiv rückgekoppelten Oszillator, dessen Frequenz durch Veränderung der Zeitkonstanten $R_g \cdot C_g$ bzw. durch Ändern der Spannung U_g am Fußpunkt des Widerstandes R_g beeinflußt werden kann. Bild 212 zeigt Oszillogramme des Stromverlaufs an der Anode und des Spannungsverlaufs am Gitter der Sperrschwingerröhre. Der Transformator T ist so anzuschließen, daß bei steigendem Anodenstrom eine Erhöhung der Gitterspannung auftritt. Ist diese Bedingung erfüllt, setzt der Schwingungsvorgang infolge der starken positiven Rückkopplung sofort ein. Steigt der Anodenstrom, so sinkt die Anodenspannung, und die Gitterspannung wird größer. Die steigende Gitterspannung verursacht eine weitere Zunahme des Anodenstromes usw. Dieser Vorgang spielt sich plötzlich ab. Die Zeitkonstante des Gitterkreises wird jetzt infolge des niedrig gewordenen inneren Widerstandes der Strecke Gitter—Katode sehr klein. Der Kondensator C_g lädt sich durch den Gitterstrom stoßartig auf. Das Gitter wird dadurch negativ gegen die Katode, und die Röhre sperrt (blockiert, daher der Name: Sperrschwinger). Im blockierten Zustand entlädt sich der Kondensator C_g über R_g. Der Entladevorgang geht exponentiell mit der Zeitkonstanten $R_g \cdot C_g = t_{entl.}$ so lange vor sich, bis die Gitterspannung die Sperrspannung der Röhre (siehe Sperrlinie im Bild 212 unten) erreicht hat. In diesem Augenblick beginnt der Anodenstrom wieder zu fließen, und der Vorgang wiederholt sich. Die Entladungszeitkonstante $R_g \cdot C_g$ bestimmt die Dauer der Blockierung und damit maßgeblich die Frequenz der Impulsfolge.

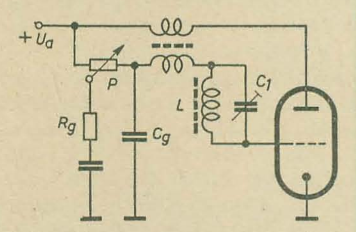


Bild 213: Sperrschwinger mit Schwungradkreis

Die Frequenzstabilität des im Bild 211 gezeigten Sperrschwingers läßt sich wesentlich erhöhen, wenn zwischen Blokking-Transformator und Triodengitter ein Schwungradkreis L, C_1 (Bild 213) geschaltet wird. Der Sperrschwinger kann in seiner Frequenz nicht nur durch die Wahl der Zeitkonstanten (praktisch durch Ändern von R_g) beeinflußt werden, sondern auch — wie bereits erwähnt — durch Änderung der Spannung am Fuß des Entladewiderstandes, die im Bild 213 mittels des Potentiometers P reguliert werden kann. Wird diese Spannung positiv, $U_R = U_1$ (Bild 214), so ist der exponentielle Verlauf der Entladungskurve steiler, und sie schneidet die Sperrlinie U_{sperr} im Punkt t_1. Die Zeitdauer einer vollen Kipperiode beträgt T_1. Entlädt

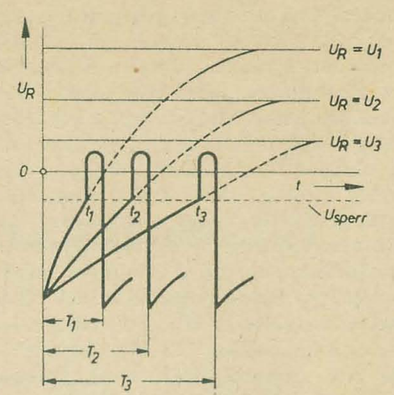


Bild 214: Einfluß der Spannung an R_g auf die Frequenz des Sperrschwingers

sich dagegen C_g über R_g gegen die kleinere Spannung $U_R = U_3$, so verläuft die Entladungskurve flacher und schneidet die Sperrlinie im Punkt t_3; der Oszillator schwingt somit langsamer entsprechend der Kippdauer T_3. Die Entladekurve für $U_R = U_2$ mit dem Schnittpunkt t_2 und der Kippdauer T_2 entspricht dem richtigen Wert der Kippfrequenz. Man erkennt, daß eine Änderung der Spannung U_R infolge des Verschiebens des Stromeinsatzpunktes t entlang der Sperrlinie (nicht entlang der Entladungskurve!) zu einer Änderung der Kippfrequenz führt. Der Nachteil der Sperrschwingerschaltung ist, daß kleinste, unerwünschte Schwankungen von U_R den Stromeinsatzpunkt verschieben können und zu Änderungen der Kippfrequenz Veranlassung geben.

Man kann nun den Sperrschwinger in seiner Frequenz stabiler machen, wenn der Verlauf der Entladungskurve in der Nähe der Sperrlinie steiler wird. Das geschieht durch Einschalten des auf einen über der Horizontalkippfrequenz 15625 Hz abgestimmten Schwungradkreises L, C_1 im Bild 213. Bild 215 veranschaulicht den Vorgang. Der Schwungradkreis wird mit Stromimpulsen angestoßen und schwingt dann mit seiner eigenen Frequenz, die erheblich über der Kippfrequenz liegen muß (etwa bei 18 bis 19 kHz). Der Schwungradkreis schwingt dann bis zu dem Augenblick, in dem die Sperrschwingerröhre leitend wird. Der LC-Kreis ist im leitenden Zustand der Röhre durch den endlichen Widerstand der Gitter-Katodenstrecke stark bedämpft und wird erst durch darauffolgende Impulse wieder angestoßen. Durch Überlagerung der Sinusschwingung a (Bild 215) mit der ursprünglichen exponentiellen Entladungskurve b entsteht die neue verzerrte Form der Entladungskurve c, die die Sperrlinie U_{sperr} im Punkt A unter einem sehr viel größeren Winkel schneidet als die ursprüngliche Entladungskurve b. Aus Bild 215 ist auch ersichtlich, daß der Schwungradkreis nur dann seinen Zweck erfüllen kann, wenn er auf eine wesentlich über der Sollkippfrequenz (15625 Hz) liegende Eigenfrequenz abgestimmt ist ($\tau = 1/f = 1/18 = 0{,}0555$ ms). Bei Abgleich des Schwungradkreises auf eine tiefere Frequenz ($\tau > 0{,}06$ ms) besteht die Gefahr, daß die Spitze S beim Einstellen des Horizontalfrequenzreglers in der Richtung auf höhere Frequenzen die Sperrschwingertriode zu früh entsperren kann. Eine höhere Frequenz als etwa 18,8 kHz

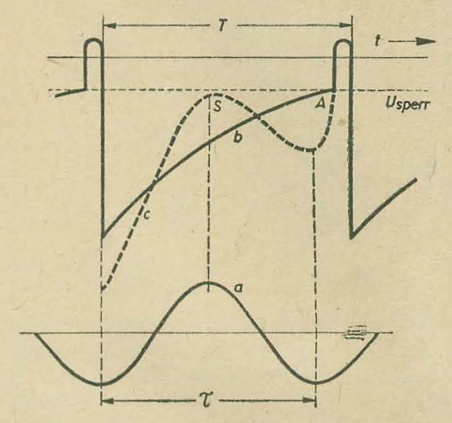


Bild 215: Verschiebung der Entladungskurve in der Nähe der Sperrlinie durch einen Schwungradkreis

($\tau < 0{,}06$ ms) ist gleichfalls ungünstig, da beim Betätigen des Frequenzreglers in Richtung auf tiefere Frequenzen wieder eine Verflachung der Entladungskurve und in bestimmten Stellungen sogar eine Labilität des Oszillators auftreten würde.

Ein weiteres Beispiel eines selbsterregten Zeilenkippgerätes ist im Bild 216 dargestellt. Auf dem Kipptransformator ist eine besondere Rückkopplungswicklung angebracht. Nach Erreichen eines bestimmten Stromwertes in der Röhre setzt die Rückkopplung ein, wodurch am Steuergitter eine negative Spannung erzeugt wird, die wieder zur Sperrung der Röhre führt. Sobald die Röhre stromlos ist, entsteht im Anodenkreis wiederum eine Schwingung mit positiver Spannungsspitze an der Anode und negativer Spannungsspitze am Gitter. Nach einer Halbperiode ist die Spannung am Gitter wieder so weit gestiegen, daß die Röhre stromführend wird und der Strom durch die Spule linear ansteigt. Zur Synchronisierung muß der Anordnung, wie im Bild 216 angedeutet, ein positives Synchronisierzeichen zugeführt werden. Um einen kleinen Röhreninnenwiderstand zu erzielen, ist die Kipprõhre als Raumladeröhre geschaltet. Die Synchronisierung erfolgt am Gitter 1 durch das in der Vorröhre um 180° gedrehte Synchronisierzeichen (nun also negativ); das Schirmgitter der Raumladeröhre übernimmt hier die Funktion des Steuergitters.

Die in einem Sperrschwinger oder Multivibrator erzeugte Kippfrequenz ist im nichtsynchronisierten Zustand sehr unstabil. Sie kann von vielen Faktoren beeinflußt werden; so wird zum Beispiel eine Frequenzänderung verursacht, wenn die Versorgungsspannung schwankt, bei Röhrenwechsel die Steilheit und die Röhrenkapazität eine andere wird oder sich die mit dem Oszillator verbundenen Schaltelemente, wie Widerstände, Kondensatoren und der Schwungradkreis aus irgendeinem Grunde ändern. Diese Frequenzänderungen und die des senderseitigen Taktgebers müssen durch die Phasensynchronisation wieder ausgeglichen werden.

Wird fortgesetzt

Chronik der Nachrichtentechnik

Von Dipl.-Ing. HANS SCHULZE-MANITIUS

1889

Guglielmo Marconi besucht, besonders unterstützt von seiner Mutter, die seinem Streben und seinen Forschungen in der ersten Zeit viel mehr Verständnis entgegenbrachte als sein Vater, das Technikum in Leghorn, wo er sich der exakten Wissenschaft, insbesondere der physikalischen Chemie, völlig und mit peinlicher Sorgfalt widmete. Außerdem nahm er Privatstunden bei dem bekannten Dozenten an der Bologneser Universität, Professor Rosa. Die Wissenschaft wurde ihm zum Lebensziel.

1889

L. Weiller vereinigt die von Le Blanc 1880 und von Nipkow 1884 gefundenen Lösungen für eine Bildzerlegung und entwickelt ein Spiegelprisma, dessen einzelne Flächen gegen die Prismenachse eine zunehmende Neigung besaßen. Der optische Wirkungsgrad seines Spiegelrades war größer als der der Nipkowscheibe, doch war dessen Herstellung wesentlich schwieriger. Diese Weillersche Empfangsvorrichtung wurde mehr als 35 Jahre später erfolgreich für Fernsehzwecke verwendet.

1889

Der italienische Physiker Augusto Righi, der zuvor bereits in Bologna, Palermo und Padua tätig gewesen war, kehrt endgültig in seine Vaterstadt Bologna zurück, wo er bis zu seinem Tode (1920) unermüdlich wirkte und zahlreiche Arbeiten auf dem Gebiete der Physik veröffentlichte, obwohl ihm entsprechend den Gepflogenheiten auf italienischen Universitäten nur sehr geringe Hilfsmittel zur Verfügung standen.

In weiteren Kreisen wurde Righi vor allem durch seine Versuche über elektrische Schwingungen, besonders der kurzwelligen, und seine Vergleiche mit den Lichtwellen bekannt. Er war hierzu durch die Arbeiten von Heinrich Hertz angeregt worden. Er wollte den Abstand zwischen den verhältnismäßig langen, von Hertz verwendeten Wellen und den äußerst kurzen Lichtwellen überbrücken oder wenigstens verkleinern, um durch Untersuchung der kurzwelligen elektrischen Schwingungen die Gleichheit zwischen den Hertzschen Wellen und den Lichtwellen nachzuweisen. Zu diesem Zweck baute er einen besonderen Sender, mit dem es ihm gelang, Wellen bis herunter zu 2,6 cm Länge herzustellen, die er mit Hilfe eines kleinen Empfängers (Resonators) beobachten konnte. Dabei stellte er fest, daß sich diese Wellen in jeder Beziehung ebenso wie die Lichtwellen verhalten.

Seine Arbeiten veranlaßten seinen Schüler Marconi zu Versuchen, drahtlose Zeichen mit Hilfe elektrischer Wellen zu übermitteln und gaben den Anstoß zur Entwicklung der drahtlosen Telegrafie. Es gelang ihm, sehr kurze Wellen zu erzeugen. Er stellte auch Versuche auf dem Gebiete der magnetischen Zerlegung des Lichtes und der Reflexion von Licht an magnetischen Spiegeln an. Righi gab also mittelbar den Anstoß zur Entwicklung der drahtlosen Telegrafie, obwohl ihn selbst bei seinen Untersuchungen nur rein wissenschaftliche Probleme interessierten.

Für Righis Sender war kennzeichnend, daß die eigentlichen schwingungsfähigen Teile nur aus Kugeln bestanden. Die Selbstinduktion und die Kapazität waren daher denkbar klein. Dies ermöglichte Righi, außerordentlich kurze Wellen zu erzeugen. Da ihm für seine Versuche nur äußerst geringe experimentelle und finanzielle Mittel zur Verfügung standen, sind seine erfolgreichen Versuche im wesentlichen die Ergebnisse seiner ganz erstaunlichen Geschicklichkeit.

Righis Verfahren zur Erzeugung sehr kurzer elektrischer Wellen wurde später noch mehrfach angewendet, wobei die verschiedensten Forscher versuchten, durch eine immer weitere Verkleinerung der Kugeln, zwischen denen die Entladungen stattfanden, immer kürzere Wellen zu erzeugen. Leider nimmt aber mit abnehmender Wellenlänge auch die Energie der so erzeugten Schwingungen sehr stark ab, auch wenn es inzwischen fast gelungen ist, Righis Ziel zu erreichen, also das unerforschte Wellengebiet zwischen den Wärmestrahlen und den elektrischen Wellen zu überbrücken. Wegen der äußerst geringen Energie, die man hierbei erhält, kommt diesen Versuchen jedoch nur eine verhältnismäßig geringe Bedeutung zu.

Die von Righi ebenfalls durchgeführten Versuche auf dem Gebiete der elektromagnetischen Schwingungen, der magnetischen Zerlegung des Lichtes und der Reflexion von Licht an magnetischen Spiegeln waren mit der Natur des Lichtes als elektromagnetischer Strahlung eng verknüpft.

1889

R. E. Liesegang gibt in seinen in Düsseldorf herausgegebenen „Beiträgen zum Problem des elektrischen Fernsehens" seinen Bildabtaster „Phototel" an. Bei diesem sollte ein lichtdichter Kasten mit einer Bildsondenöffnung zeilenweise über das wirkliche optische Bild eines fernzusehenden Gegenstandes geführt werden. Eine hinter der Sondenöffnung befindliche dünne Doppelmembrane aus Platin und Hartgummi sollte sich unter dem Einfluß der Wärmestrahlung im Bilde mehr oder weniger durchbiegen und dadurch mit verschiedener Stärke auf einen Kohlemikrofonkontakt drükken, der im Stromkreis einer Batterie lag und als Verstärker für die Bildströme wirkte. Sein Vorschlag ließ sich jedoch nicht praktisch verwirklichen.

28. 2. 1889

Der erste Lautsprecher wird durch einen launigen Zufall erfunden! Oberingenieur Karl Frischen, der langjährige technische Leiter der Siemens & Halske-Werke, hatte für diesen Tag, an dem die Berliner Polytechnische Gesellschaft ihr fünfzigjähriges Bestehen feierte, den Festvortrag übernommen, in dem er über das Thema „Die Elektrizität als Mädchen für alles" sprechen wollte. In diesem Vortrag, der im großen, übervollen Saal der Philharmonie stattfand, erwies sich Frischen nicht nur als hervorragender Fachmann, sondern auch als guter Redner und geschickter Regisseur. Zum größten Erstaunen seiner Zuhörer hatte er auf die Bühne ein Klavier, eine Trompete, eine Waschmaschine und eine Kinderwiege bringen lassen, also alles Dinge, die bei technischen Vorträgen sonst nicht auf der Bühne zu stehen pflegen. Nach einigen Worten der Einleitung legte Frischen die Trompete auf den Tisch, die mit starker Stimme den seinerzeit sehr beliebten Schlager „Mutter, der Mann mit dem Koks ist da —" in den Saal schmetterte. Frischen täuschte große Überraschung vor und forderte die Trompete auf, sofort ein besseres Lied zu spielen. Unter größter Spannung der Zuhörerschaft brach das „verzauberte" Instrument mitten im Spiel ab und begann dafür das bekannte Lied aus dem Trompeter von Säckingen: „Behüt' dich Gott, es wär' so schön gewesen". Speziell für diesen Vortrag, der die Zuhörer oft in schallende Heiterkeit ausbrechen ließ, hatte Frischen von seinem Assistenten L. Weber mehrere lautsprechende Telefone bauen lassen, die innerhalb der Tischzarge angebracht waren. Durch unauffällig verlegte Drähte waren diese mit dem in einem benachbarten Zimmer befindlichen Sendemikrofon verbunden, vor dem ein Mitglied des Philharmonischen Orchesters auf seiner Trompete diese Lieder spielte, die auf so geheimnisvolle Weise in den Saal gelangten und dort die Zuhörer nicht aus dem Erstaunen kommen ließen.

So trat 1889 der erste Lautsprecher in den Dienst der Menschen, und Frischen hatte wohl kaum geahnt, daß sein Lautsprecher drei Jahrzehnte später ein fast unentbehrlicher Apparat werden sollte.

31. 3. 1889

In Paris wird nach 30 Monaten der Bau des Eiffelturms (siehe 1886) vollendet, ein auf dem Marsfeld in Paris befindlicher Aussichtsturm von 300 m Höhe, der für die Pariser Weltausstellung 1889 nach den Plänen des französischen Ingenieurs Eiffel errichtet worden war und später auch zur Durchführung der drahtlosen Telegrafie und des Rundfunks verwendet wurde. Dieser 300 m hohe Turm aus Fachwerk, in dessen Innerem mehrere Aufzüge und 1792 Stufen nach oben führen, stellte für die damalige Zeit eine außergewöhnliche bautechnische Leistung dar.

Eiffel hatte den Bau dieses Riesenturmes selbst finanziert. Zwar hatte man ihm eine jährliche Subvention von 1,5 Mill. Franken für 20 Jahre bewilligt, doch betrugen die Baukosten 7799401 Franken. Schon während dieser Ausstellung wurde der Turm von rund 2 Mill. Menschen besucht, die allein 5919884 Franken an Eintrittsgeldern bezahlten, so daß dieser Riesenbau bereits im ersten Jahre so gut wie bezahlt war.

Ostern 1889

Heinrich Hertz wird Professor in Bonn, wo er den Lehrstuhl für Physik erhält. Leider waren ihm in dieser Stellung nur wenige Jahre einer allerdings erfolgreichen Forschertätigkeit beschieden, da er bereits fünf Jahre später (1894) verstarb.

11. 10. 1889

Der englische Physiker James Prescott Joule (geb. 1818), der unter anderem 1841 das nach ihm benannte Joulesche Gesetz entdeckt hatte, stirbt in Sale bei London im 71. Lebensjahre.

20. 12. 1889

Carl Lorenz (geb. 1844) stirbt in Berlin an der damals dort herrschenden Influenza (Grippe) im 46. Lebensjahre. Er hatte 1880 die C. Lorenz AG in Berlin-Tempelhof gegründet. Die Firma wurde von seinem Bruder Alfred weitergeführt.

1890

Thomas Sutton, Lehrer für Fotografie am Kings-College, ein erfolgreicher Experimentator und Fachschriftsteller, veröffentlicht ein auf der Nipkowschen Scheibe beruhendes Fernsehprojekt mit synchronem Antrieb der Scheiben auf der Geber- und Empfängerseite, wobei er als trägheitsfreies Lichtrelais als erster die Ausnutzung des von Kerr 1875 angegebenen elektrooptischen Effektes empfahl. Die Scheiben auf der Geber- und Empfängerseite sollten durch das von P. La Cour 1878 angegebene phonische Rad synchron angetrieben werden. Sein Plan ließ sich jedoch nicht ausführen, weil es damals nicht möglich war, die zur Aussteuerung der Kerr-Zelle notwendigen Bildsignalspannungen zu erzeugen.

1890

Elster und Geitel zeigen, daß der äußere lichtelektrische Effekt der einfallenden Lichtintensität proportional ist und daß die lichtelektrische Wirkung von einer für jeden Stoff charakteristischen langwelligen Grenze nach kürzeren Wellen hin zunimmt. Sie verwendeten erstmalig Alkalimetallkatoden in evakuierten Gefäßen.

1890

Der französische Physiker Edouard Branly benutzt die bereits 1885 von Popow entdeckte Eigenschaft feinen Metallpulvers, zusammenzubacken, wenn es von kleinsten elektrischen Fünkchen getroffen wird, und entwickelt das zur Strahlentelegrafie benutzte, mit Metallspänen gefüllte und durch elektrische oszillatorische Funken in seinem Leitungswiderstand veränderliche Branlysche Rohr, auch „Kohärer" oder „Fritter" genannt (siehe 1891).

1890

Die Firma Siemens & Halske beginnt mit dem Bau des 1881 von Friedrich von Hefner-Alteneck vorgeschlagenen Maschinen- und Kesseltelegrafen zur Befehlsübermittlung an Bord von Schiffen unter Verwendung des Sechsrollenmotors. Er wurde vielfach als Kommandoapparat angewendet.

1890

Der niederländische Wetterforscher Buys-Ballot (geb. 1817), der 1845 den Doppler-Effekt auch für Schallwellen gültig erkannt und die Buys-Ballotsche Regel aufgestellt hatte, stirbt im Alter von 73 Jahren.